

СПРАВОЧНИК

СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

Киев
«Техніка»
1987



СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНДЕНСАТОРОВ

**Под редакцией
канд. техн. наук
О.Л.Мезенина**

**Киев
«Техніка»
1987**

31.264.6я2

C74

УДК 621.319.4 (031)

Справочник по расчету режимов работы электрических конденсаторов /О. Л. Мезенин, М. Н. Гураевский, В. В. Конотоп, Б. Г. Набока; Под ред. О. Л. Мезенина. — К.: Техніка, 1987. — 168 с., ил. — Библиогр.: с. 165—166.

55 к. 20 000 экз.

Приведены данные, необходимые для расчета режимов работы конденсаторов, широко применяющихся в электронике и приборостроении. Даны рекомендации по выбору конденсаторов, изложены методы расчета потерь при несинусоидальных напряжениях. Приведено большое количество расчетных формул, графиков, номограмм и параметров конденсаторов, с помощью которых значительно облегчаются расчеты.

Рассчитан на инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, эксплуатацией электронной, электрической и измерительной аппаратуры, а также может быть полезен студентам вузов.

C 2302030000-058
M202(04)-87 44.87

31.264.6я2

Авторы: О. Л. Мезенин, М. Н. Гураевский, В. В. Конотоп, Б. Г. Набока
Рецензенты В. Д. Бевз, М. И. Прокофьев
Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи
Зав. редакцией З. В. Божко

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года поставлена задача обеспечить широкий переход на выпуск высокоэффективной продукции, соответствующей по своим технико-экономическим показателям лучшим мировым образцам, значительно расширить в приборах и средствах автоматизации применение элементной базы повышенной надежности.

Одним из основных направлений совершенствования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и аппаратуры силовой электроники является ее миниатюризация. Широко внедряются полупроводниковые интегральные схемы, улучшаются массогабаритные характеристики электронных устройств. Наряду с этим расширяется и сфера применения электрических конденсаторов дискретного исполнения в качестве емкостных накопителей энергии. Конденсаторы широко применяются в энергетике (компенсация реактивной мощности) и в электротехнике (силовые полупроводниковые преобразователи). Характерной особенностью подобного применения конденсаторов является их работа в несинусоидальных режимах. В связи с усложнением режимов по сравнению со случаем воздействия на конденсатор синусоидального напряжения затруднена объективная оценка работоспособности конденсатора. Приближенный, необоснованный выбор конденсатора приводит, в лучшем случае, к недоиспользованию его энергетических возможностей. В худшем случае возможны отказы аппаратуры из-за выхода из строя в результате перегрузок.

Непрерывная тенденция к миниатюризации электронной и электротехнической аппаратуры требует эксплуатации конденсаторов в режимах, близких к предельно допустимым. Надежная работа конденсатора в значительной мере определяется его нагревом, обусловленным потерями в диэлектрике и металлических частях. Обоснованный выбор режима конденсатора предусматривает наличие достаточно точных и достоверных методов расчета мощности потерь в нем при любой форме несинусоидального напряжения. Актуальность этой проблемы вызвала появление большого количества работ (главным образом в периодической научно-технической литературе), посвященных расчету потерь в несинусоидальных режимах.

Достаточно серьезную задачу представляет собой расчет теплового режима конденсатора. Определение температурного поля в конденсаторе обычно производится на основе решения уравнения теплопроводности. Однако точное аналитическое решение данного уравнения вследствие сложной структуры конденсатора возможно лишь в отдельных частных случаях. Существует много приближенных методов его решения, отличающихся друг от друга комплексом принятых допущений и используемым математическим аппаратом, но расчеты получаются громоздкими при сравнительно невысокой точности и неприемлемые для потребителей конденсаторов.

Вопросы определения допустимых электрических и тепловых нагрузок и методики обоснованного выбора конденсатора для конкретного режима являются прикладными, базирующимися на расчете мощности потерь в конденсаторе и анализе его теплового режима. В опубликован-

ных работах отмеченные проблемы в сжатой и доступной форме не были освещены. В предлагаемом справочнике авторы на основе собственных теоретических и экспериментальных исследований и разработок, а также обобщения данных других авторов излагают вопросы анализа и расчета электрических и тепловых режимов конденсаторов при сложных формах несинусоидальных воздействующих напряжений.

Работа над книгой распределена следующим образом: § 2, 4, 5 гл. 2, § 3—5 гл. 3 написаны О. Л. Мезениным, гл. 1 и § 6, 7 гл. 3 — М. Н. Гураевским; § 3 гл. 2 — В. В. Конотопом; § 1 гл. 2 и приложения 1—2 — Б. Г. Набокой; § 1, 2 гл. 3 написаны совместно О. Л. Мезениным и М. Н. Гураевским.

Авторы благодарят профессоров С. Н. Койкова и Г. С. Кучинского, чьи пожелания и советы учтены при подготовке книги, а также рецензентов В. Д. Бевза и М. И. Прокофьева, давших ряд ценных рекомендаций.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, Крещатик, 5, издательство «Техніка».

СПИСОК ПРИНЯТЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$U_{\text{ном}}$	— номинальное напряжение конденсатора
u	— мгновенное значение напряжения
$U_{\text{д}}$	— действующее значение периодического напряжения
U_M^+	— положительное значение амплитуды переменного напряжения
U_M^-	— отрицательное значение амплитуды переменного напряжения
U_M	— амплитуда синусоидального напряжения
$U_{\text{М.доп}}$	— допустимая амплитуда синусоидального напряжения
$U_p = U_M^+ + U_M^-$	— размах несинусоидального напряжения
$U_{\text{р.доп}}$	— допустимый размах несинусоидального напряжения
U_0	— постоянное напряжение или постоянная составляющая пульсирующего напряжения
i	— мгновенное значение тока
$I_{\text{д}}$	— действующее значение тока
I_M	— амплитуда тока
$I_{\text{М.доп}}$	— допустимая амплитуда тока
$I_{\text{д.доп}}$	— допустимое значение действующего тока
Q	— электрический заряд на конденсаторе
$P_{\text{п}}$	— мощность потерь в конденсаторе
$T_{\text{п}}, F_{\text{п}}$	— период и частота повторения
$t_{\text{ф}}(t_c)$	— длительность фронта (спада) импульса
$t_{\text{н}}$	— длительность импульса
$t_{\text{в}}(t_{\text{п}})$	— длительность вершины (паузы) импульса
$t_{\text{р}}, t_{\text{п}}, T_{\text{ц}}$	— продолжительность нагружения (время работы), паузы и цикла нагружения
$t_{\text{н.э}}$	— энергетическая длительность импульса
$\tau_i = R_i C_i$	— постоянная времени цепи $R_i C_i$
$\tau_{\text{т}}$	— тепловая постоянная конденсатора
$C_{\text{н}}$	— номинальная емкость конденсатора
$C_{\text{уд.д}}$	— действующие значения удельной емкости конденсатора
$C_{\text{п}}$	— последовательная емкость конденсатора
$C_{\text{т}}$	— теплоемкость конденсатора
$R_{\text{т}}$	— полное тепловое сопротивление конденсатора
$R_{\text{т.в}}$	— внутреннее тепловое сопротивление конденсатора
$R_{\text{т.н}}$	— наружное тепловое сопротивление конденсатора
Z	— полное сопротивление конденсатора
$W_{\text{уд}}$	— удельная энергия активного объема конденсатора
$Q_{\text{уд}}$	— удельная реактивная мощность конденсатора
$V_{\text{уд}}$	— объем конденсатора
G	— масса
$S_{\text{к}}$	— площадь поверхности корпуса конденсатора
ε	— диэлектрическая проницаемость
$\theta_{\text{к}}$	— превышение температуры корпуса конденсатора
ω	— круговая частота

Глава 1

РЕЖИМЫ РАБОТЫ И ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНДЕНСАТОРОВ

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ КОНДЕНСАТОРОВ

Электрические режимы конденсаторов, выполняющих разнообразные функции в устройствах непрерывного действия, в соответствии с принятой терминологией можно классифицировать по схеме, показанной на рис. 1.1 [3]. Напряжение, воздействующее на конденсатор, может быть трех видов: постоянное, переменное (синусоидальной и несинусоидальной формы), пульсирующее (постоянное + переменное синусоидальной и несинусоидальной формы).

Переменное несинусоидальное напряжение (переменная составляющая пульсирующего напряжения) подразделяют на стандартные и нестандартные формы. Под стандартными формами понимают простые

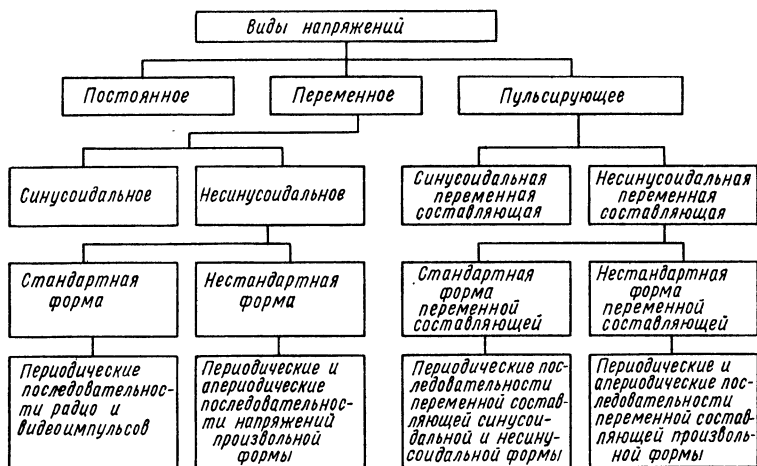


Рис. 1. 1. Схема классификации видов электрических нагрузок конденсаторов

виды периодических последовательностей напряжения: прямоугольную, трапецеидальную, пилообразную, треугольную, экспоненциальную и другие, описываемые простейшими функциями. К этой же группе относятся периодические последовательности радиоимпульсов. К нестандартным формам напряжения (характеризующимся большим числом параметров) относят напряжения сложного (произвольного) вида как периодические, так и непериодические. Хотя такие напряжения можно описать аналитически простейшими функциями, их называют нестандартными ввиду большого количества параметров и сложности последующих расчетов тепловыделения и токов конденсаторов.

Основные параметры, характеризующие рассмотренные выше воздействия напряжения, показаны на рис. 1.2.

Режимы электрического нагружения конденсаторов принято разделять на *непрерывные* и *повторно-кратковременные* (ПКР). В непрерывных режимах нагружения напряжение приложено к конденсатору в течение длительного времени. В ПКР нагружения напряжение прикладывается к конденсатору в течение определенного времени, а затем снимается. В дальнейшем этот процесс повторяется.

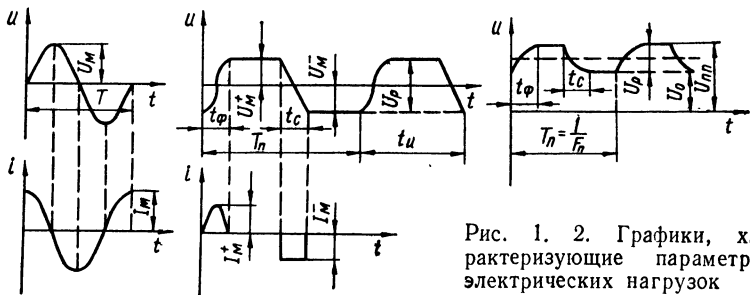


Рис. 1. 2. Графики, характеризующие параметры электрических нагрузок

Примером ПКР нагружения конденсаторов может служить воздействие последовательности пачек видео- или радиопульсов. Если этот процесс периодический, то такой режим называется циклическим. В противном случае ПКР является ациклическим. Все параметры, приведенные выше и характеризующие непрерывный режим работы конденсатора, можно отнести и к ПКР. Кроме того, вводятся параметры электрических нагрузок, характерные только для ПКР (рис. 1.3):

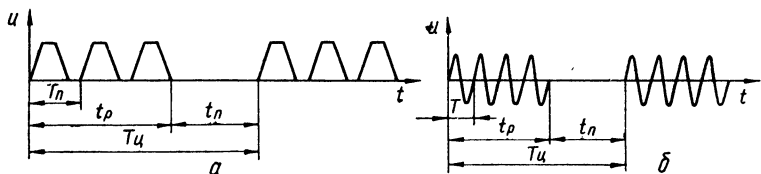


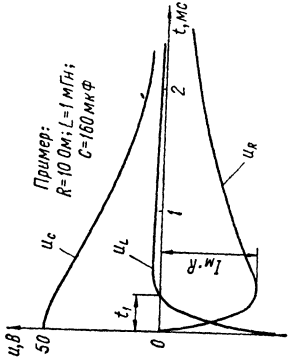
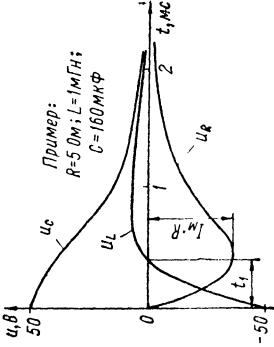
Рис. 1. 3. Графики периодических последовательностей пачек видеоимпульсов (а) и радиопульсов (б)

t_p — длительность работы (длительность пачки) импульсов (или радиопульсов); t_n — длительность паузы между пачками импульсов (или радиопульсов); T_u — длительность цикла ПКР; $q = \frac{T_u}{t_p}$ — скважность следования пачек видеоимпульсов (или радиопульсов).

По виду воздействующего напряжения все многообразие ПКР можно подразделить на три группы пачек: заполненных видеоимпульсами напряжения; состоящих из радиопульсов напряжения; состоящих из пульсирующего напряжения, имеющего переменную составляющую синусоидальной или несинусоидальной формы.

Для ряда импульсных конденсаторов характерен так называемый *накопительный* режим работы, где, как правило, длительный заряд сменяется быстрым разрядом на RL -нагрузку (рис. 1. 4). Такие

α 1.1. Основные соотношения при разряде накопительного конденсатора (рис. 1.4)

Характер разряда	Выражения для тока и напряжений	Временные диаграммы тока и напряжений
Апериодический $R > R_k$	$i = (U_0/\rho) (\exp \delta_2 t - \exp \delta_1 t)$ $u_C = (U_0 L/\rho) (\delta_1 \exp \delta_2 t - \delta_2 \exp \delta_1 t)$ $u_L = (U_0 L/\rho) (\delta_2 \exp \delta_2 t - \delta_1 \exp \delta_1 t)$	 Пример: $R = 10 \text{ Ом}; L = 1 \text{ мГн};$ $C = 160 \text{ нФ}$
Апериодический критический $R = R_k$	$i = -(\dot{U}_0/L) \exp \delta t$ $u_C = U_0 (1 - \delta t) \exp \delta t$ $u_L = -U_0 (1 + \delta t) \exp \delta t$	 Пример: $R = 5 \text{ Ом}; L = 1 \text{ мГн};$ $C = 160 \text{ нФ}$

Продолжение табл. 1.1

Характер разряда	Выражения для тока и напряжений	Временные диаграммы тока и напряжений
Колебательный $R < R_k$	$i = -(U_0/\alpha L) \exp(-\beta t) \sin \alpha t$ $u_C = (U_0/\alpha \sqrt{LC}) \exp(-\beta t) \cos(\alpha t - \eta)$ $u_L = -(U/\alpha \sqrt{LC}) \exp(-\beta t) \cos(\alpha t + \eta)$	

Условные обозначения: $\delta_1 = -\beta + \rho/2L$; $\delta_2 = -\beta - \rho/2L$; $\delta = -1/\sqrt{LC} = -R_k/2L$; $\beta = R/2L$; $\rho = \sqrt{R^2 - 4L/C}$;
 $\alpha = (1/2L) \sqrt{4L/C - R^2}$; $\eta = \arctg R/\sqrt{4L/C - R^2}$.

конденсаторы называют накопительными. Основные соотношения, характерные для накопительного режима работы конденсатора, приведены в табл. 1.1. Характер процессов при разряде конденсатора существенно зависит от соотношения $R_k/R = K_p$, где $R_k = 2\sqrt{L/C}$ — критическое сопротивление контура. Рассмотрим характерные режимы разряда конденсатора.

Апериодический режим — $R > R_k$. Ток, значение которого в начальный момент ($t = 0$) равно 0, возрастает, достигая максимума при $t = t_1$, где $t_1 = (L/\rho) \ln(\delta_2/\delta_1)$.

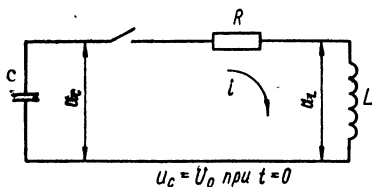


Рис. 1. 4. Схема накопительного режима работы импульсного конденсатора

Значение этого максимального тока зависит как от отношения U_0/R , так и от отношения

$$K_p = R_k/R = 2\sqrt{L/C}/R.$$

Расчетные значения тока и длительности процесса разряда при различных значениях K_p приведены в табл. 1.2.

1.2. Максимальный ток и скорость спада тока в цепи при апериодическом разряде

$K_p = R_k/R$	Значение I_M	Время t_1	Время, когда $i = 0,02 I_M$
1/10	$-0,97 U_0/R$	$3,02 \cdot 1/\beta$	$263 t_1$
1/5	$-0,958 U_0/R$	$2,35 \cdot 1/\beta$	$86 t_1$
1/2	$-0,875 U_0/R$	$1,52 \cdot 1/\beta$	$20,7 t_1$
1/1,1	$-0,758 U_0/R$	$1,06 \cdot 1/\beta$	$8,15 t_1$

Апериодический критический режим — $R = R_k$. Характер процессов в этом случае не отличается от рассмотренного выше. Ток в цепи возрастает, достигая максимума за время $t_1 = 2L/R$. Максимальное значение тока $I_M \approx -0,74 U_0/R$. В дальнейшем ток падает и за время $6,82 t_1$ достигает значения $0,02 I_M$.

Колебательный режим — $R < R_k$. Ток в цепи изменяется по затухающей синусоиде, достигая максимального значения за время $t_1 = (1/\alpha) \arctg(\alpha/\beta)$, (α и β приведены в табл. 1.1). Значение этого тока может быть приближенно определено из соотношения

$$I_M = (-U_0/R) (2/\sqrt{K_p^2 - 1}) \exp(-\pi/2 \sqrt{K_p^2 - 1}).$$

Расчетные значения максимального разрядного тока при различных значениях K_p приведены в табл. 1.3.

Длительность колебательного разряда, когда $i = 0,02 I_M$, $t_2 \% = 3,91/\beta$, где $\beta = R/2L$. Быстроту затухания колебаний принято характеризовать так называемым *декрементом колебаний* Δ , равным отношению двух последующих амплитуд напряжения (или тока) одного

1.3. Максимальный разрядный ток в колебательном режиме

K_p	I_M	K_p	I_M
1,1	$-0,136U_0/R$	4,0	$-0,349U_0/R$
1,4	$-0,410U_0/R$	5,0	$-0,298U_0/R$
1,7	$-0,465U_0/R$	10,0	$0,171U_0/R$
2,0	$-0,464U_0/R$	15,0	$-0,120U_0/R$
3,0	$-0,405U_0/R$	20,0	$-0,0925U_0/R$

знака: $\Delta = \exp(\beta T')$, а также логарифмическим декрементом колебаний $D = \ln \Delta = \beta T'$, где $\beta = R/2L$; $T' = 2\pi/\sqrt{1/LC - R^2/4L^2}$ — период затухающих колебаний.

Сопротивление R оказывает существенное влияние на скорость затухания колебательного разряда. В предельном случае $R = 0$ (разряд через идеальную индуктивность) и $T' = T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$. Такие колебания — **незатухающие**, так как энергия полей не рассеивается и попеременно переходит из электрического поля в магнитное. Величину T_0 называют **периодом незатухающих колебаний**, а формулу $T_0 = 2\pi\sqrt{LC}$ — формулой Томсона. Угловая частота незатухающих колебаний $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ равна резонансной частоте, при этом U_C , U_L и i будут изменяться гармонически с частотой ω . При $R \neq 0$ $\omega < \omega_0$ и $T' < T_0$. В предельном случае, когда $R = 2\sqrt{L/C}$, т. е. $\delta = \omega_0$, получаем $\omega = 0$ и $T' = \infty$. При этом колебательный разряд переходит в апериодический.

Тепловой режим конденсатора характеризуется его температурным полем, т. е. совокупностью численных значений температуры в различных точках в данный момент времени, возникших в результате тепловых воздействий. Различают **внутренние** тепловые воздействия [34, 36], определяемые мощностью тепловыделения, рассеиваемой конденсатором, и характером режима теплового нагружения, и **внешние**, определяемые условиями эксплуатации.

Режимы теплового нагружения конденсаторов делятся на непрерывные и прерывистые. В **непрерывном** режиме мгновенная мощность тепловыделения не равна нулю во всем рассматриваемом интервале времени (рис. 1.5, а, б). В **прерывистом** режиме существуют интервалы времени, на которых мгновенная мощность тепловыделения становится равной нулю (рис. 1.5, в).

По характеру изменения мощности тепловыделения во времени режимы нагружения бывают простыми (рис. 1.5, а), сложными (рис. 1.5, б), циклическими (периодическими) (рис. 1.6, а) и ациклическими (апериодическими) (рис. 1.6, б). Тепловые режимы электрических конденсаторов можно классифицировать по двум признакам:

1) по достижению мгновенной температурой установившегося значения;

2) по характеру изменения мгновенной и средней за цикл температуры конденсатора.

По первому признаку тепловые режимы делятся на **длительные**, ПКР и **кратковременные** (КР). При длительном тепловом режиме (рис. 1.7, а) температура всех точек конденсатора за время работы (t_p) дости-

гает установившихся значений. В ПКР температуры различных точек конденсатора в любой момент времени не достигают установившихся значений (рис. 1.7, б). Здесь и в дальнейшем будем рассматривать циклические ПКР.

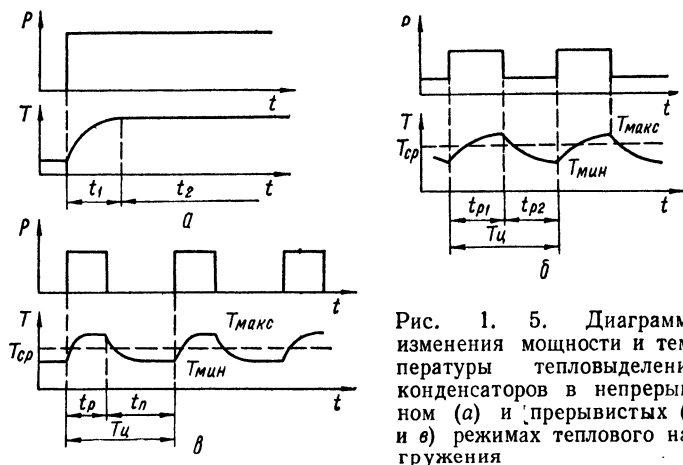


Рис. 1. 5. Диаграмма изменения мощности и температуры тепловыделения конденсаторов в непрерывном (а) и прерывистых (б) режимах теплового нагружения

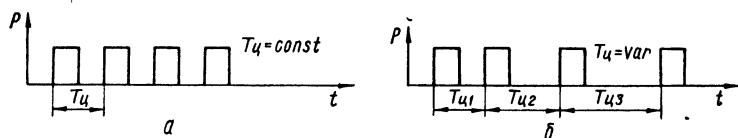


Рис. 1. 6. Схема циклического (а) и ациклического (б) прерывистых режимов теплового нагружения

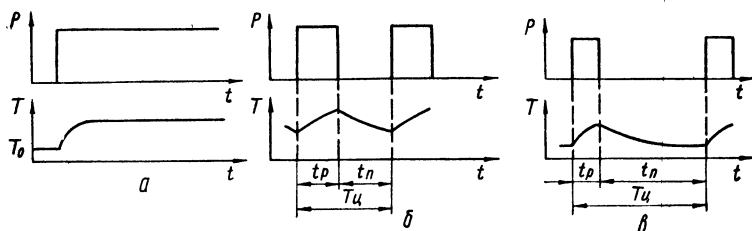


Рис. 1. 7. Схемы длительного (а), повторно-кратковременного (б) и кратковременного (в) режимов теплового нагружения

В КР за время t_p тепловой режим не устанавливается, а за время паузы t_n — устанавливается (рис. 1.7, в). Любой из названных тепловых режимов может возникнуть как в прерывистом, так и в непрерывном циклических режимах теплового нагружения.

С точки зрения обеспечения заданного по ТУ электрического режима работы, длительный тепловой режим является наиболее тяжелым.

Основные соотношения, характеризующие тепловой режим конденсатора по признаку достижения мгновенной температурой установленного значения, приведены в табл. 1.4.

По второму признаку различают стационарный, квазистационарный и нестационарный тепловые режимы.

В *стационарном* тепловом режиме конденсатора температура любой его точки не меняется во времени, поэтому такой режим возможен при непрерывной постоянной тепловой нагрузке ($P(t) = \text{const}$) и неизменных условиях эксплуатации. На практике бывают случаи, когда интервалы t_p и t_n значительно меньше тепловой постоянной τ_T , и колебания мгновенной температуры на цикле повторения $T_{\text{ц}}$ незначительны (см. рис. 1. 5, 6, в.). Такие тепловые режимы приближенно можно считать стационарными, а условием их существования является соотношение

$$K = (T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}}) / T_{\text{макс}} \leq 0,05,$$

где K — коэффициент пульсаций температуры

В *квазистационарном* тепловом режиме колебания мгновенной температуры на цикле повторения значительные ($K > 0,05$), однако среднее за цикл значение температуры $T_{\text{ср}}$ неизменно от цикла к циклу. Квазистационарный тепловой режим возможен в случае длительного ПКР и КР как при прерывистых, так и непрерывных тепловых нагрузках.

В *нестационарном* тепловом режиме значения мгновенной и средней за цикл температур меняются во времени.

Основные условия существования тепловых режимов, связывающие параметры циклических тепловых нагрузок с тепловым параметром конденсатора τ_T , приведены в табл. 1. 5.

Большое влияние на тепловой режим конденсатора оказывают внешние тепловые воздействия, которые по характеру изменения делятся на длительные, медленно и быстро изменяющиеся.

Длительные внешние тепловые воздействия характерны для аппаратуры и устройств, размещенных в зданиях и отсеках, имеющих собственные централизованные системы кондиционирования, терморегулирования, и учитываются температурой окружающего воздуха, задаваемой в ТУ на конденсаторы.

Медленно изменяющиеся внешние тепловые воздействия характерны для аппаратуры, тепловой режим которой существенно зависит от температуры окружающей среды, и связаны с суточными и сезонными изменениями температуры окружающей среды

Быстро изменяющиеся внешние тепловые воздействия характерны для бортовой аппаратуры, размещенной в негерметичных отсеках самолетов, ракет, и вызваны изменением температуры окружающей среды при изменениях скорости и высоты полета.

1.4. Классификация теплового режима по признаку достижения мгновенной температурой

Тепловой режим	Соотношения
Длительный	$t_p / \tau_T \geq 3;$ $\infty > t_n / \tau_T > 0$
ПКР	$t_p / \tau_T < 3; t_n / \tau_T < 3$
КР	$t_p / \tau_T < 3; t_n / \tau_T \geq 3$

1.5. Условия существования тепловых режимов

Тепловой режим	Режим теплового нагружения	
	Прерывистый	Непрерывный
Длительный стационарный	$3 \leq t_p/\tau_T; t_n/\tau_T \leq 0,05$	$3 \leq t_{p1}/\tau_T; t_{p2}/\tau_T \leq 0,05$
квазистационарный	$3 \leq t_p/\tau_T; 0,05 < t_n/\tau_T$	$3 \leq t_{p1}/\tau_T; 0,05 \leq t_{p2}/\tau_T$
ПКР стационарный	$t_p/\tau_T < 3; t_n/\tau_T < 0,05$	$t_{p1}/\tau_T < 3; t_{p2}/\tau_T < 0,05$
квазистационарный	$t_p/\tau_T < 3; 0,05 t_n/\tau_T < 3$	$t_{p1}/\tau_T < 3; 0,05 t_{p2}/\tau_T < 3$
КР квазистационарный	$t_p/\tau_T < 3; 3 < t_n/\tau_T$	$t_{p1}/\tau_T < 3; 3 < t_{p2}/\tau_T$

2. ОСНОВНЫЕ КРИТЕРИИ РАБОТОСПОСОБНОСТИ КОНДЕНСАТОРОВ И РЕГЛАМЕНТАЦИЯ ДОПУСТИМЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ТЕПЛОВЫХ НАГРУЗОК

Под *работоспособностью* понимается такое состояние конденсатора, при котором его параметры соответствуют всем требованиям, приведенным в ТУ на конденсаторы. Для обеспечения заданной работоспособности и требуемых показателей надежности конденсаторов необходимо учитывать ряд электрофизических, тепловых и эксплуатационных факторов. Основными критериями, учитываемыми при выборе и расчете допустимых электрических и тепловых нагрузок конденсаторов при работе, являются:

тепловыделение и связанная с ним температура наиболее горячей точки;

локальное и интегральное воздействие импульсных токов;

электрическое (ионизационное и электрохимическое) старение изоляции.

Необходимо учитывать также эксплуатационные факторы, такие как [6] температура окружающей среды; влажность; атмосферное давление; наличие, характер и концентрация агрессивных газовых сред; наличие и степень интенсивности проникающей радиации и факторов космического пространства; механические (вибрации, удары) и акустические (шумы) нагрузки; условия теплообмена.

В данном справочнике рассмотрены основные электрические и тепловые факторы, определяющие работоспособность конденсаторов,

а также приведены параметры, задаваемые в нормативно-технической документации (НТД).

В настоящее время особенно широко применяются {более подробно аттестованные виды конденсаторов, а также последние перспективные разработки конденсаторов с высокими удельными массогабаритными характеристиками. Все это вызывает необходимость более полной регламентации допустимых электрических и тепловых нагрузок конденсаторов конкретных типов.

Особенно актуальна в настоящее время оценка и регламентация тепловых режимов конденсаторов в связи с усиливающейся тенденцией к сокращению габаритов, с одной стороны, и резким возрастанием удельных тепловыделений, — с другой. Отсутствие в НТД необходимых параметров не позволяет потребителю адекватно оценить тепловой режим конденсатора в конкретных условиях, а следовательно, и сделать вывод о допустимости того или иного электрического режима.

Анализ существующих способов регламентации, экспертных оценок разработчиков аппаратуры, собственных исследований авторов в вопросах применения конденсаторов в РЭА [36] позволяет сформулировать следующий способ регламентирувания электрических и тепловых нагрузок конденсаторов (нормируются следующие величины).

1. Допустимое значение пикового напряжения на конденсаторе — $U_{\text{пп. доп}}$ (равное испытательному напряжению).

2. Допустимое значение (амплитудное $U_{\text{м. доп}}$, действующее $U_{\text{д. доп}}$, полный размах $U_{\text{р. доп}}$) рабочего напряжения.

3. Полное тепловое сопротивление $R_{\text{т}}$ и $K_{\text{т}} = R_{\text{т. н}}/R_{\text{т}}$, где $R_{\text{т. н}}$ — наружное тепловое сопротивление конденсатора.

4. Допустимые действующие $I_{\text{д. доп}}$ и амплитудные $I_{\text{м. доп}}$ значения токов.

5. Допустимая температура $T_{\text{м. доп}}$ наиболее нагретой части конденсатора.

6. Допустимый диапазон температур окружающей среды $T_{\text{о. мин}}$ и $T_{\text{о. макс}}$.

Рассмотренный выше способ регламентации допустимых нагрузок является более полным, позволяющим потребителю в широких пределах варьировать параметрами электрической нагрузки, в частности, повышать ее путем применения принудительного теплоотвода.

3. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ КОНДЕНСАТОРОВ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

По виду применяемого диэлектрика, от которого зависят электрические характеристики, конструкция и область применения, конденсаторы можно подразделить на следующие группы.

1. Конденсаторы с твердым органическим диэлектриком: бумажные (К40, К41 — фольговые, К42 — металлизированные), пленочные полистирольные (К70 — фольговые, К71 — металлизированные), пленочные фторопластовые (К72), пленочные полиэтилентерефталатные (ПТЭФ или лавсановые) — (К73 — металлизированные, К74 — фольговые), с комбинированным диэлектриком (бумага + пленка, пленка + пленка) — К75, лакопленочные (К76), пленочные поликарбонатные (К77), пленочные полипропиленовые (К78).

2. Конденсаторы с оксидным диэлектриком (ГОСТ 13453—68): электролитические алюминиевые (К50) — фольговые, электролитические

1.6. Некоторые характеристики основных типов бумажных конденсаторов

Тип конденсатора	Диапазон номи- нальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{ В}$	Интервал рабочих температур, $^{\circ}\text{C}$	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}},$ пФ	$C_{\text{макс}},$ мкФ			
К40У-9*	$4,7 \cdot 10^2$ $4,7 \cdot 10^3$ $4,7 \cdot 10^2$ 10^3	1,0 0,68 0,47 0,22	200 400 630 630	$-60 \dots +125$	10,0 (до 85°C), 5,0 ($85 \dots 125^{\circ}\text{C}$)
К40У-5**	$0,25 \cdot 10^6$ 10^4 10^4	6,0 4,0 2,0	600 1000 1500	$-60 \dots +85$	10,0 в том числе 2,0 при $T =$ $= 70 \dots 80^{\circ}\text{C}$ и 8,0 при T выше 70°C
К42У-2**	$4,7 \cdot 10^4$	1,0	160	$-60 \dots +70$	5,0 (до 70°C)
	$4,7 \cdot 10^4$	1,0	250		
	$3,3 \cdot 10^4$	0,47	400	$-60 \dots +100$	
	$1,5 \cdot 10^4$	0,22	630		
	10^4	0,22	1000		
К42-11***	$3,3 \cdot 10^6$	10,0	125	$-60 \dots +70$	5,0
К42-15***	$2,5 \cdot 10^5$	2,0	400		
	$5 \cdot 10^5$	20,0	630		
	$1,0 \cdot 10^6$	20,0	1000		
МБГЧ***	$2,5 \cdot 10^5$	10,0	250 (50 Гц)	$-60 \dots +70$ (МБГЧ-1)	2,0 (до 70°C)
	—	1,0	280 (50 Гц)		
	$2,5 \cdot 10^5$	4,0	500 (50 Гц)		
	$2,5 \cdot 10^5$	2,0	750 (50 Гц)	$-60 \dots +125$ (МБГЧ-2)	
	$2,5 \cdot 10^5$	1,0	100 (50 Гц)		
К41-1*	10^4	6,0	2500	$-60 \dots +125$	5,0
	10^4	2,0	4000		
	10^7	20,0	2500		
	$4 \cdot 10^6$	20,0	4000		
	10^4	10,0	6300		
	10^4	6,0	10 000		
	10^4	2,0	16 000		
	10^4	0,5	25 000		
	10^4	0,1	40 000		

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
К42-18***	—	0,3	400	-60...+85	6,0
К42-19***	$2 \cdot 10^6$ 10^6	20,0 16,0	250 500	-25...+55	10,0

Примечание. Для всех видов конденсаторов пропитка неполярная.

- * Электроды фольговые, контактирование с торца (выступающая фольга)
- ** Вкладные контакты.
- *** Электроды металлизированные.

танталовые (К51 — фольговые, К52 — объемно-пористые), оксиднополупроводниковые (К53 — танталовые, алюминиевые, ниобиевые и из других металлов).

3. Конденсаторы с твердым неорганическим диэлектриком, керамические (К10, К15), стеклокерамические (К22), стеклоэмалевые (К23), стеклянные (К21), слюдяные (К31, К32).

4. Конденсаторы с газообразным диэлектриком: воздушные (К60), вакуумные (К61).

Перечисленные группы конденсаторов относятся к конденсаторам постоянной емкости. Имеются также конденсаторы переменной емкости, вакуумные (КП1), подстроечные с воздушным диэлектриком (КТ2), подстроечные с твердым диэлектриком (КТ4), а также нелинейные конденсаторы — вариконды (ВК-2).

По конструкции электродов первая группа конденсаторов подразделяется на конденсаторы с фольговыми, металлизированными и комбинированными электродами. Тип электродов конденсаторов первой группы во многих случаях ограничивает возможность применения конденсаторов в режимах с большими импульсными токами.

По величине удельных диэлектрических потерь различают конденсаторы с твердым органическим полярным ($\epsilon = 3 \dots 7$), слабополярным ($\epsilon = 2,5 \dots 3,0$) и неполярным ($\epsilon = 2,0 \dots 2,5$) диэлектриками. В качестве твердых полярных диэлектриков используется бумага (КОН-11), ПЭТФ и их комбинации. Поскольку полярный диэлектрик характеризуется большими потерями на переменном токе, то изготовляемые из него конденсаторы предназначаются в основном для работы на постоянном или переменном напряжении низкой частоты.

В настоящее время бумажные конденсаторы применяются еще достаточно широко (например, МБГЧ). Ввиду больших потерь на переменном напряжении [$\text{tg } \delta \approx (5 \dots 10) \cdot 10^{-3}$], бумажные конденсаторы целесообразно применять на частотах до (200...500) Гц. При больших токовых нагрузках целесообразно применять бумажные конденсаторы с фольговыми электродами (К40У-9, К40У-5). В связи с повышенной абсорбцией электрических зарядов бумажные конденсаторы не рекомендуются использовать в цепях, где происходят быстрые процессы зарядки и разрядки.

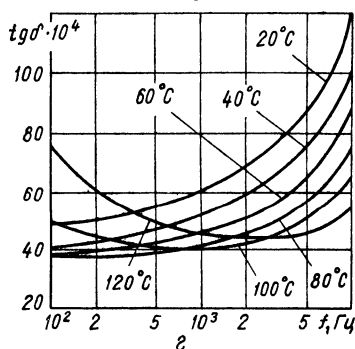
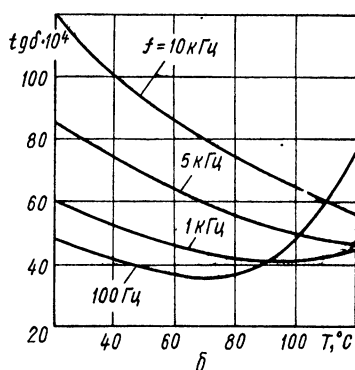
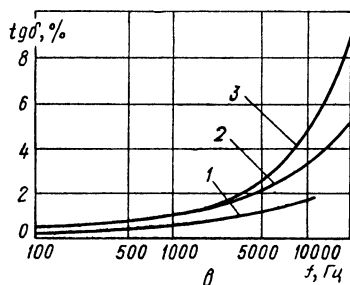
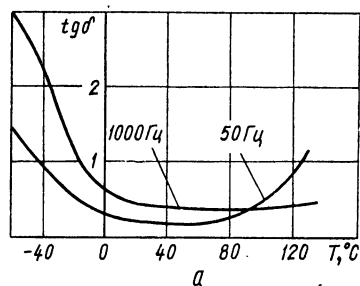


Рис. 1.8. Зависимость $\operatorname{tg} \delta$ от температуры (а, б) и от частоты (в, г) металлобумажных конденсаторов с неполярной пропиткой (а, в) и типа МБГЧ-750В-0,5 мкФ (б, г): 1 — конденсаторы с полужидкой пропиткой при $T = 20^\circ\text{C}$; 2 — с твердой пропиткой при $T = 20^\circ\text{C}$; 3 — с твердой пропиткой при $T = 70^\circ\text{C}$

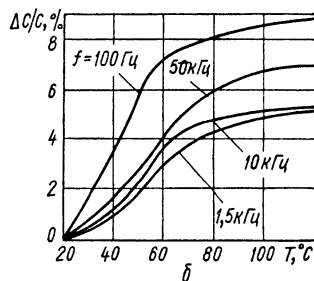
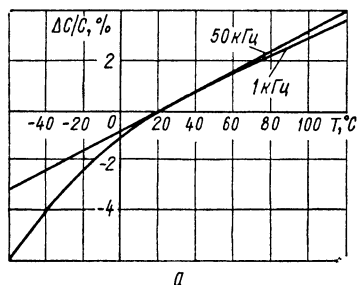


Рис. 1.9. Температурно-частотные характеристики емкости конденсаторов: а — металлобумажных, б — типа МБГЧ-1-750В-0,5 мкФ.

В табл. 1.6 приведены некоторые характеристики основных типов бумажных и металlobумажных конденсаторов. На рис. 1.8, а — г и 1.9, а, б показаны характерные температурно-частотные характеристики $\operatorname{tg} \delta$ и емкости бумажных и металlobумажных конденсаторов.

ПЭТФ-конденсаторы по конструкции существенно не отличаются от бумажных. Они изготавливаются как с фольговыми, так и с металлизированными электродами и используются в тех же целях, что и бумажные при повышенных требованиях к сопротивлению изоляции и абсорбции. Удель-

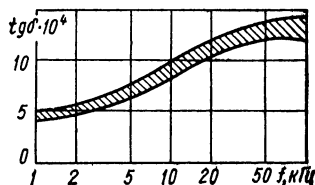


Рис. 1.10. Зависимость $\operatorname{tg} \delta$ фольговых ПЭТФ-конденсаторов от частоты при температуре 20 °С

ные массогабаритные характеристики ПЭТФ-конденсаторов выше, чем у бумажных, ввиду того, что сейчас удается получать пленку малых толщин (3 мкм). В сравнении с металlobумажными металлопленочные конденсаторы могут выдерживать меньшее число пробоев, при которых

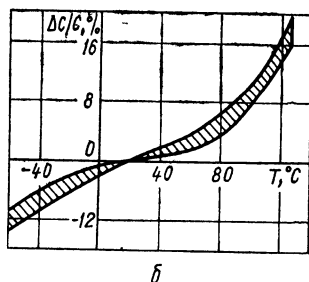
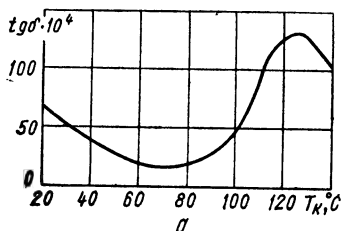


Рис 1.11. Зависимость $\operatorname{tg} \delta$ (а) и емкости (б) металлизированных ПЭТФ конденсаторов от температуры при частоте 1000 Гц

сохраняется эффект самовосстановления. Эти конденсаторы можно применять при более высоких температурах, чем бумажные, ввиду более высокой термостойкости ПЭТФ пленки по сравнению с бумагой. На низких номинальных напряжениях ПЭТФ-конденсаторы превосходят бумажные по объему и простоте конструкции, поскольку являются непропитанными.

Для изготовления ПЭТФ-конденсаторов на повышенное переменное напряжение требуется их пропитка, которая по сравнению

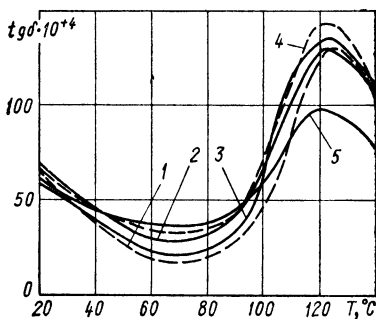


Рис. 1.12. Зависимости $\operatorname{tg} \delta$ от температуры конденсаторов К73-16-63В при частоте 1000 Гц и Сн, равной 0,47 мкФ (1); 1,0 мкФ (2); 1,5 мкФ (3); 6,8 мкФ (4); 10,0 мкФ (5)

е бумажными затруднена, ввиду низких адгезионных свойств пленки. Поэтому широко применяются конденсаторы с комбинированным полярным бумажно-пленочным диэлектриком ПЭТФ + КОН-11, что позволяет повысить электрическую прочность и сопротивление изоляции по сравнению с чисто бумажными конденсаторами. Среднее значение

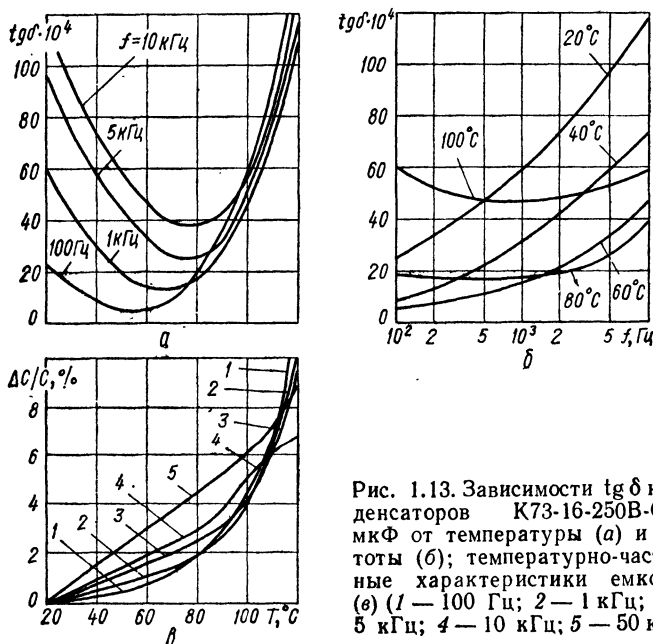


Рис. 1.13. Зависимости $\text{tg } \delta$ конденсаторов К73-16-250В-0,33 мкФ от температуры (а) и частоты (б); температурно-частотные характеристики емкости (в) (1 — 100 Гц; 2 — 1 кГц; 3 — 5 кГц; 4 — 10 кГц; 5 — 50 кГц)

ние рабочей напряженности поля комбинированного диэлектрика значительно выше, чем у бумажного. Область применения конденсаторов с комбинированным диэлектриком аналогична бумажным при повышенных требованиях к электрической прочности и надежности. К основным широко применяемым типам комбинированных конденсаторов относятся К75-10, К75-12, К75-24, К75-40.

Высокой удельной емкостью среди конденсаторов с пленочным полярным органическим диэлектриком обладают лакопленочные кон-

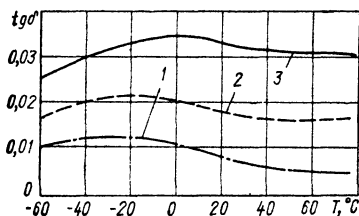


Рис. 1.14. Зависимости $\text{tg } \delta$ лакопленочных конденсаторов К76-1 от температуры: на частоте 50 Гц (1); 1000 Гц (2); 5000 Гц (3)

денсаторы, приближающиеся к электролитическим. По сравнению с последними они имеют значительно лучшие электрические характеристики и допускают эксплуатацию при знакопеременном напряжении. Поэтому лакопленочные конденсаторы могут заменять электролитические при повышенных значениях переменной составляющей напряжения.

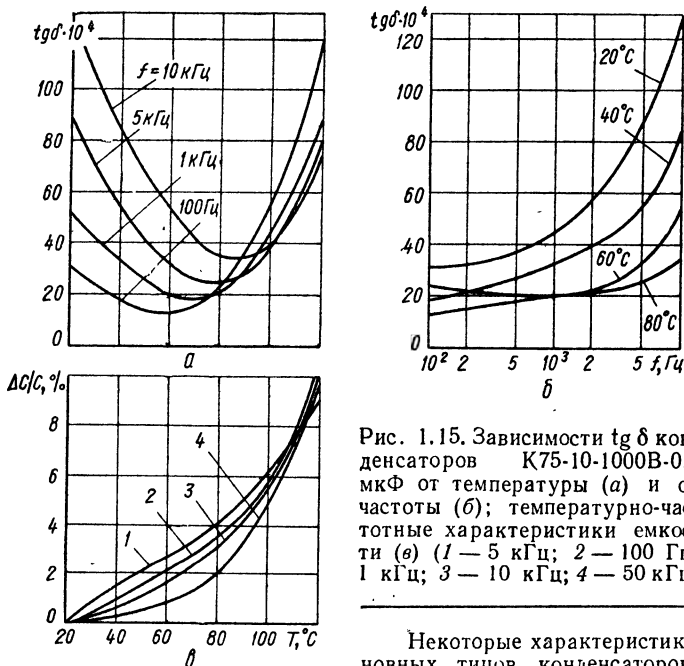


Рис. 1.15. Зависимости $\text{tg} \delta$ конденсаторов К75-10-1000В-0,1 мкФ от температуры (а) и от частоты (б); температурно-частотные характеристики емкости (в) (1 — 5 кГц; 2 — 100 Гц, 1 кГц; 3 — 10 кГц; 4 — 50 кГц)

ных и с комбинированным диэлектриком (ПЭТФ + КОН-П) приведены в табл. 1.7 и на рис. 1.10 — 1.19.

В качестве слабополярного диэлектрика в отечественном конденсаторостроении применяется поликарбонатная пленка (ПК). Этот относительно новый диэлектрик имеет $\epsilon = 2,5 \dots 3,0$ и $\text{tg} \delta \approx (1 \dots 1,2) \times$

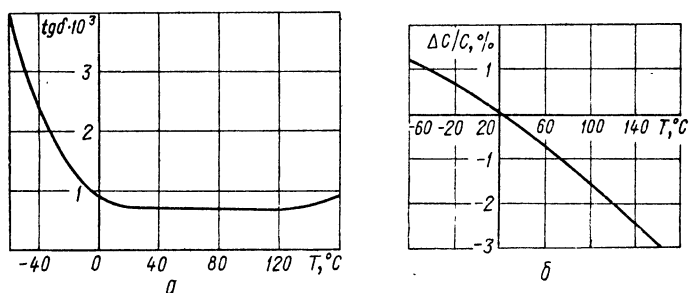


Рис. 1.16. Зависимость $\text{tg} \delta$ (а) и емкости (б) конденсаторов ПКГИ с фольговыми обкладками от температуры при частоте 1000 Гц

10^{-3} . Конденсаторы на основе ПК пленки не уступают по нагревостойкости ПЭТФ-конденсаторам, а по электрической прочности, величине и стабильности емкости превосходят их. Эти конденсаторы могут успешно применяться в тех же целях, что и полиэтилентерефталатные,

но при более высоких частотах. Поэтому в диапазоне средних частот 500...2000 Гц наилучшие удельные характеристики имеют поликарбонатные конденсаторы К77-1, К77-2, К77-3, К77-4, К77-5.

К слабополярному диэлектрику можно отнести также диэлектрик на основе комбинации полярного и неполярного диэлектриков, например, конденсаторы К75-31, где диэлектриком служит бумага КОН-II и ПЭТФ пленка с неполярной пропиткой и металлизированными электродами. Основные характеристики конденсаторов со слабополярным диэлектриком приведены в табл. 1.8 и на рис. 1.20.

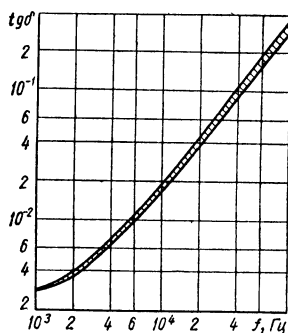


Рис. 1.17. Зависимость $\text{tg } \delta$ конденсаторов К75-31-300В-10,0 мкФ от частоты при $T_0 = 25^\circ\text{C}$

К неполярным органическим диэлектрикам относятся: полистирол (ПС), политетрафторэтилен (ПТФЭ — фторопласт-4), полипропилен (ПП). Основным преимуществом конденсаторов на основе этих пленок являются малые потери энергии, а также высокие значения сопротивления изоляции и низкая абсорбция. Особенно предпочтительно применение кон-

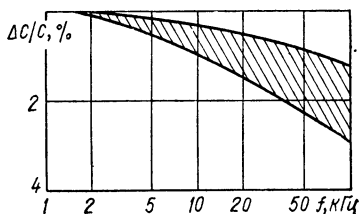
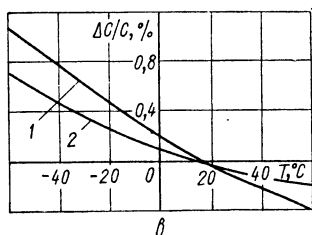
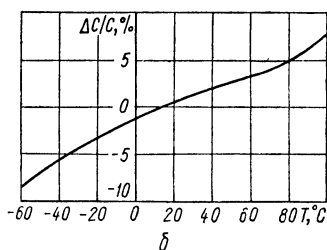
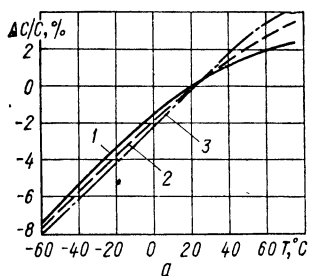


Рис. 1.18. Зависимость емкости конденсаторов от температуры: а — типа К76П-1 на частоте 50 Гц (1); 1000 Гц (2); 5000 Гц (3); б — комбинированных (КОН-II+ПЭТФ) с металлизированными обкладками на частоте 1000 Гц; в — полистирольных фольговых (1) и металлизированных (2)

Рис. 1.19. Зависимость емкости ПЭТФ-конденсаторов от частоты при температуре 20...85 °C

конденсаторов из неполярных пленок при высоких частотах. Диэлектрическая проницаемость таких диэлектриков $\epsilon = 2,0 \dots 2,5$. Тангенс угла потерь диэлектрика практически во всем диапазоне частот неизменный и составляет $\operatorname{tg} \delta \approx (0,5 \dots 4) \cdot 10^{-4}$.

Области применения фторопластовых и полистирольных конденсаторов существенно не различаются, но фторопластовые конденсаторы могут применяться при повышенных температурах и удовлетворять более жестким требованиям к электрическим параметрам. Широко применяются также конденсаторы из полипропиленовой пленки, имеющие более высокую нагревостойкость по сравнению с полистирольными. Полистирольные конденсаторы, благодаря высоким и стабильным значениям сопротивления изоляции, малому изменению емкости от темпе-

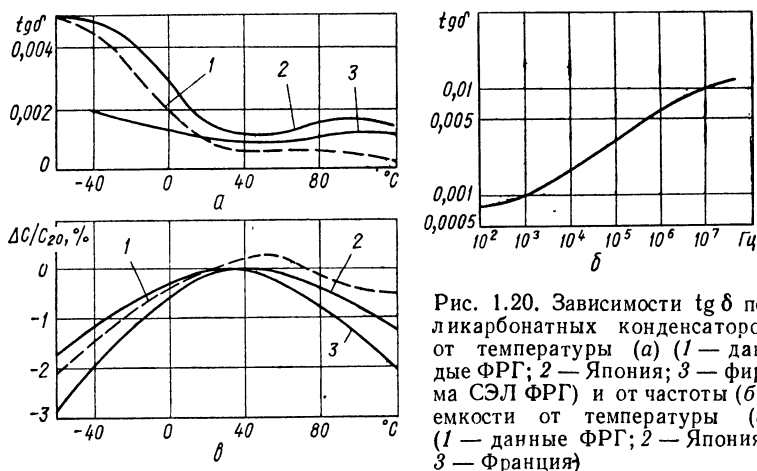


Рис. 1.20. Зависимости $\operatorname{tg} \delta$ поликарбонатных конденсаторов от температуры (а) (1 — данные ФРГ; 2 — Япония; 3 — фирма СЭЛ ФРГ) и от частоты (б); емкости от температуры (в) (1 — данные ФРГ; 2 — Япония; 3 — Франция)

ратуры, низкой абсорбции, широко применяются в точных временных цепочках, интегрирующих устройствах, настроенных контурах высокой добротности. Наиболее часто применяются конденсаторы с неполярным диэлектриком К71-3, К71-4, К71-5, К72-9, К72-11. К более новым разработкам относятся конденсаторы К71-7, К71-8, К72-11А.

Основные характеристики конденсаторов с неполярным диэлектриком приведены в табл. 1.9 и на рис. 1.21—1.23.

Конденсаторы на основе оксидных пленок являются в настоящее время одними из наиболее перспективных для применения в качестве фильтровых в преобразовательных устройствах, поскольку обладают высокими удельными характеристиками и большой номинальной емкостью. В конденсаторах с оксидным диэлектриком (вторая группа) одним из электродов (анодом) является вентильный металл, вторым электродом, контактирующим с оксидной пленкой (являющейся рабочим диэлектриком), — жидкий или полужидкий электролит. Существенным недостатком таких конденсаторов являются повышенные потери, обусловленные тем, что вторым электродом в них является либо электролит, либо электронный полупроводник, имеющие более высокие величины удельного сопротивления по сравнению с металлическим электродом. Поэтому одной из первоначальных задач в производстве конденсаторов с оксидным диэлектриком является снижение эквивалентного последовательного сопротивления (ЭПС), обуславливающего

1.7. Некоторые характеристики основных типов пленочных (ПЭТФ), лакопленочных и комбинированных (ПЭТФ + КОН-II) конденсаторов

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
K73П-2*	$2,2 \cdot 10^3$ 10^3 $4,7 \cdot 10^3$	0,68 0,47 0,33	400 630 1000	-60...+125	0,25...10,0
K73П-4*	10^6	10,0	255	-60...+70	5,0
K73-11*	$4,7 \cdot 10^4$ $2,2 \cdot 10^4$ 10^3 $2,7 \cdot 10^6$ $0,33 \cdot 10^6$ $0,18 \cdot 10^6$ $0,1 \cdot 10^6$	0,27 0,15 0,082 6,8 2,2 1,0 0,47	250 400 633 160 250 400 630	-60...+125	10,0
K73-15**	$1,5 \cdot 10^4$ $4,7 \cdot 10^3$ $3,3 \cdot 10^3$ $2,2 \cdot 10^3$ $4,7 \cdot 10^2$	0,47 0,33 0,22 0,22 0,15	100 160 250 400 630	-60...+85	10,0
K73-16**	10^5 10^5 $4,7 \cdot 10^4$ $4,7 \cdot 10^4$ $2,2 \cdot 10^4$ 10^4 10^4 $4,7 \cdot 10^3$	22 12 6,8 2,2 1,0 0,47 0,22 0,1	63 100 160 250 400 630 1000 1600	-60...+85	5,0 для $U_{\text{ном}} = 63 \text{ В}$ и 10,0 — для остальных
K73-26*	$33 \cdot 10^6$ $15 \cdot 10^6$	150 100	63 100	-60...+125	10
K74-8**	10^3 10^3 10^3 10^3	0,68 0,47 0,33 0,22	100 200 400 630	-60...+85	5,0

Продолжение табл. 1.7

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
K75-10*	10^5	10,0	250	-60...+100	5,0 (до 85 °С)
	10^5	3,3	500		
	10^5	1,5	750		
	10^5	1,0	1000		
K75-11*	—	100	2000	-60...+40	$5 \cdot 10^3$ имп. при $f = 0,5 \text{ Гц}$;
K75-14*	—	100	3000	-60...+50	10^5 имп. при $f = 1 \text{ Гц}$;
K75-17*	—	50	1000	-60...+60	$3,6 \cdot 10^7$ при $f = 100 \text{ Гц}$;
K75-18*	—	100	1000	-60...+50	10^6 имп. при $f = 3 \text{ Гц}$;
K75-19*	—	100	2000	-60...+60	$3,6 \cdot 10^7$ при $f = 10 \text{ Гц}$;
K75-20*	—	100	4000	-60...+40	10^4 имп. при $f = 0,03 \text{ Гц}$
K75-40*	$40 \cdot 10^6$	100	750	-60...+70	10^5 имп. в диапазоне частот $8 \cdot 10^{-5} \dots 10 \text{ Гц}$
	$20 \cdot 10^6$	100	1000		
	$20 \cdot 10^6$	100	1600		
	$20 \cdot 10^6$	100	2000		
	$20 \cdot 10^6$	100	2500		
	$20 \cdot 10^6$	100	3000		
	$20 \cdot 10^6$	60	4000		
	$20 \cdot 10^6$	40	5000		
K75-12**	$3,3 \cdot 10^3$	10,0	400	-60...+100	1,0 при $T = 85 \dots 100 \text{ °С}$;
	10^3	8,0	630		10,0 при $T = 85 \text{ °С}$
	$2,2 \cdot 10^3$	6,0	1000		
	10^5	4,0	1600		
K75-24*	10^5	2,2	400	-60...+125	5,0
	10^5	1,0	630		
	10^5	0,47	1000		
	10^5	0,33	1600		
	$3,3 \cdot 10^6$	4,7	400		
	$1,5 \cdot 10^6$	4,7	630		
	$0,68 \cdot 10^6$	2,2	1000		
	$0,47 \cdot 10^6$	1,5	1600		
K76П-1*	$4,7 \cdot 10^5$	22,0	63	-60...+70	10,0

Продолжение табл. 1.7

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
К76-4*	$4,7 \cdot 10^5$	10,0	25	$-60 \dots +70$	1,0 при $T = 50^\circ \text{C}$; 5,0 при $T = 70^\circ \text{C}$

Примечание. Все конденсаторы, кроме К75-10, К75-12, К75-24, выполняются непропитанными. Для конденсаторов типа К75-10, К75-12, К75-24 пропитка неполярная.

* Электроды металлизированные.

** Электроды фольговые.

1.8. Основные характеристики конденсаторов со слабополярным диэлектриком

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
К77-1* (ПК)	$2,2 \cdot 10^5$	22,0	63	$-60 \dots +125$	10,0
	10^5	3,9	100		
	$2,2 \cdot 10^4$	3,9	200		
	10^3	1,0	400		
К77-2* (ПК)	$2,2 \cdot 10^5$	100	40	$-60 \dots +100$	5,0
	$5,6 \cdot 10^4$	22	63		
	10^4	22	100		
К77-3* (ПК)	—	22,0	250	$-60 \dots +70$	1000 имп.
	—	100,0	250		
К77-4*	10^5	20,0	160	$-60 \dots +85$	10,0
К77-5* (ПК)	10^6	4,7	250	$-60 \dots +70$	3000
	$4,7 \cdot 10^5$	3,3	500		
	$2,2 \cdot 10^5$	1,0	750		

Продолжение табл. 1.8

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
K75-25** (ПТФЭ + КОН. II)	10^5 $2,2 \cdot 10^3$ 10^3	2,0 1,0 0,05	1000 3000 5000	-60...+100	5,0 (при T до 70 °С); 2,5 (при $T = 70...85$ °С); 1,0 (при $T = 85...100$ °С)
K75-31*** (ПТФЭ + КОН. II)	$4,7 \cdot 10^5$	10,0	300	0...+60	3,0
K77-6*	10^3	0,027	250	-60...+100	5,0 при $T = 100$ °С

* Электроды металлизированные, непропитанные.

** Электроды фольговые, пропитка неполярная.

*** Электроды металлизированные, пропитка неполярная.

1.9. Основные характеристики конденсаторов с неполярным диэлектриком

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Рабочий интервал температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
K71-3*	$4 \cdot 10^6$ $2,7 \cdot 10^5$ $8,2 \cdot 10^4$	10 2 0,22	160 250 400	-60...+100	2,0
K71-4*	$1,2 \cdot 10^6$ 10^3	10 1	160 250	-60...+85	10,0
K71-5*	10^4	1,0	160	-60...+85	10,0
K71-6*	10^3 $6,12 \cdot 10^2$ $1,2 \cdot 10^3$	$6,04 \cdot 10^{-4}$ 0,012 0,2	300 250 200	-60...+70	10,0

Продолжение табл. 1.9

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Рабочий интервал температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
K71-7*	10^3	0,5	250	-60...+85	10,0
K71-8**	22	0,1	63	-60...+85	15,0
ФТ**	$5,6 \cdot 10^2$ $5,6 \cdot 10^2$	0,47 0,22	200 (до 10 КГц)	-60...+200	0,5
ФЧ***	10^5	1,0	60 (до $5 \cdot 10^3$ Гц)	-60...+155	0,5...1,0
	$2,5 \cdot 10^5$	1,0	125 (до $5 \cdot 10^3$ Гц)		
	10^5	1,0	200 (до $5 \cdot 10^3$ Гц)		
	$2 \cdot 10^5$	1,0	500 (до $2,4 \cdot 10^3$ Гц)	-50...+60	5,0
K72П-6**	$4,7 \cdot 10^2$	1,0	200	-60...+200	1,0...7,0
	$4,7 \cdot 10^2$	0,47	500		
	$4,7 \cdot 10^2$	0,47	1000		
K72-9*	$1,5 \cdot 10^6$	2,2	200	-60...+200	3,0
	$4,7 \cdot 10^5$	1,0	300		
	10^4	0,33	500		
K72-11* ₄	10^6	4,7	125	-60...+70	3,0
	$4,7 \cdot 10^5$	3,3	250		
	$2,2 \cdot 10^5$	1,0	500		
	10^5	0,47	750		
	$4,7 \cdot 10^4$	0,22	1000		
K78-1*	$1,2 \cdot 10^6$	10,0	100	-60...+100	5,0 10,0 (при $T = 85^\circ$)
	$4,7 \cdot 10^4$	10,0	160		
	10^4	3,3	250		
	10^4	2,2	400		
	10^3	0,1	630		

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Рабочий интервал температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}, \text{пФ}$	$C_{\text{макс}}, \text{мкФ}$			
K78-2**	10^4	0,1	300	-60...+85	10,0
	$4,7 \cdot 10^3$	0,033	1000		
	$3,9 \cdot 10^4$	0,15	1000		
K78-4*	$3,3 \cdot 10^6$	68,0	160	-60...+70	5,0
	$2,2 \cdot 10^6$	33,0	250		
	$4,7 \cdot 10^5$	10,0	500		

- * Электроды металлизированные, непропитанные.
 ** Электроды фольговые, непропитанные.
 *** Электроды металлизированные с двух сторон КОН-II.
 ** Электроды фольговые, неполярная пропитка,

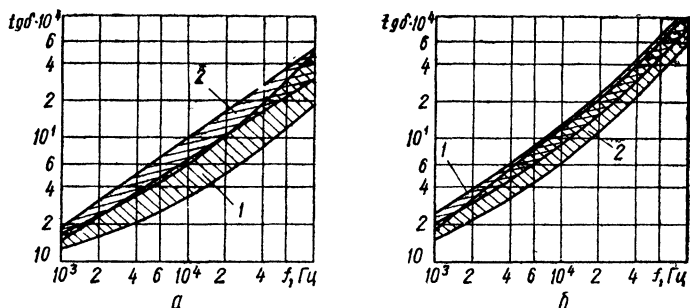


Рис. 1.21. Зависимости $\text{tg } \delta$ от частоты при $T_0 = 25^\circ\text{C}$ конденсаторов: а — K71-4-250В-1,0 мкФ (1) и K71-4-160В-2,2 мкФ (2); б — K71-4-160В-3,3 мкФ (1) и K71-4-160В-4,7 мкФ (2)

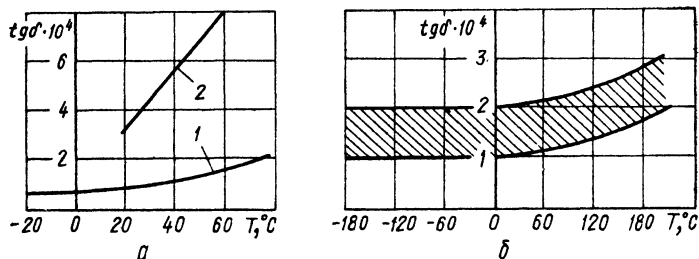


Рис. 1.22. Зависимости $\text{tg } \delta$ от температуры конденсаторов: а — полистирольных при частоте 1000 Гц (1 — фольговые; 2 — металлизированные); б — фторопластовых ПТФЭ

повышенные потери в электронном полупроводнике или электролите. Это обстоятельство накладывает особый отпечаток на электрические характеристики конденсаторов с оксидным диэлектриком, а именно: жесткое ограничение амплитуды пульсаций на высоких частотах.

Основные характеристики конденсаторов с оксидным диэлектриком, разделенных на группы, приведены в табл. 1.10 и на рис. 1.24—1.29.

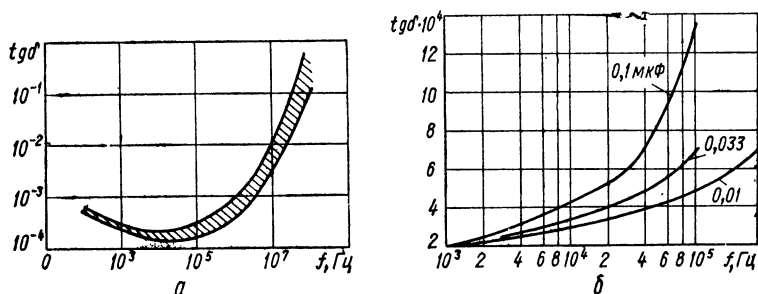


Рис. 1.23. Зависимости $\text{tg}\delta$ от частоты конденсаторов: а — ПТФЭ при $T_0 = 20^\circ\text{C}$; б — полипропиленовых

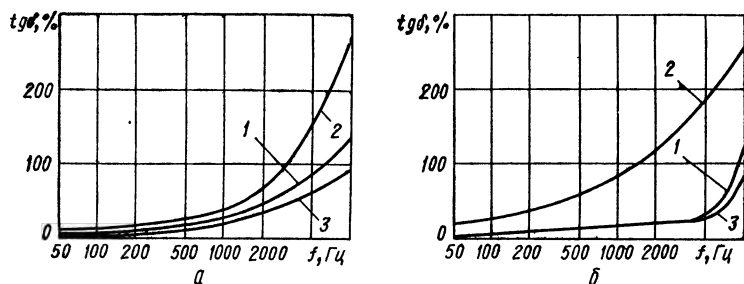


Рис. 1.24. Зависимости $\text{tg}\delta$ от частоты алюминиевых фольговых электролитических конденсаторов: K50-6, 100 В (а) и K50-7, 450 В (б) при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ (1); $T_0 = -10^\circ\text{C}$ (2); $T_0 = 70^\circ\text{C}$ (3).

Конденсаторы с твердым неорганическим диэлектриком (керамические, стеклянные, стеклосмалевые, стеклокерамические и слюдяные) характеризуются большой нагревостойкостью, механической твердостью, высокой химической стабильностью, повышенными значениями диэлектрической проницаемости [3]. По конструктивному исполнению эти конденсаторы подразделяются на незащищенные; защищенные; неизолированные; изолированные.

По своему назначению конденсаторы подразделяются на три вида: 1 — для использования в резонансных контурах и цепях, где важна высокая стабильность емкости; 2 — для использования в цепях блокировки и развязки или других цепей, где низкие потери и высокая стабильность емкости не имеют существенного значения; 3 — для цепей низкой частоты. Наиболее широко распространены среди конденсаторов с неорганическим диэлектриком керамические конденсаторы (K10, K15).

Диэлектрическая проницаемость (ϵ) керамических конденсаторов в зависимости от состава керамики колеблется от 6 до десятков тысяч и температурный коэффициент емкости (ТКЕ) от $120 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ до $3300 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Керамические конденсаторы подразделяются на высокочастотные (вид 1) и низкочастотные (вид 2 и 3). Основными особен-

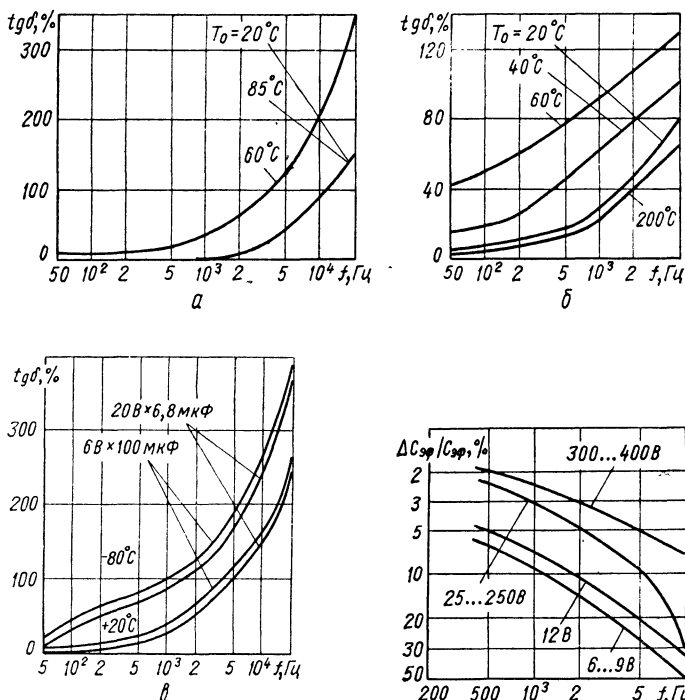


Рис. 1.25. Зависимости $\text{tg } \delta$ от частоты танталовых электролитических конденсаторов: ЭТ, 150 В (а); с объемно-пористым анодом типа К-52-2, 10 мкФ (б), оксидно-полупроводникового конденсатора с объемно-пористым анодом типа К-53 (в)

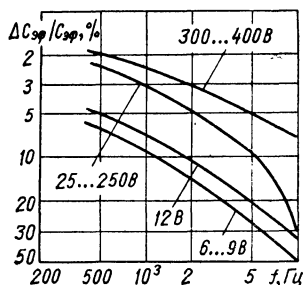


Рис. 1.26. Зависимость эффективной емкости алюминиевых электролитических конденсаторов К50-3Б от частоты при комнатной температуре (по данным ВЗР)

ностями керамических конденсаторов вида 1 являются малые потери, малые индуктивности и нормированные значения ТКЕ. Конденсаторы видов 2 и 3 за счет большой ϵ имеют высокую удельную емкость, но и большие значения $\text{tg } \delta$: до 0,035 — для вида 2 и до 0,01 — для вида 3. Основные характеристики некоторых керамических конденсаторов приведены в табл. 1. 11.

Большой интерес представляют стеклянные (К21), стеклокерамические (К22) и стеклоэмалевые конденсаторы, обладающие высокой теплоустойчивостью температуры (до 200...350 $^\circ\text{C}$). По своим харак-

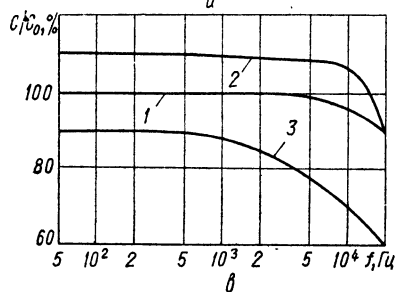
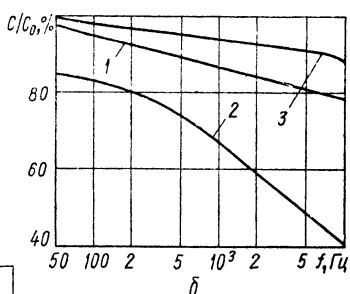
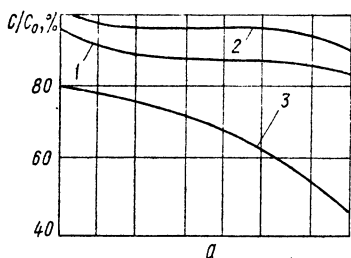


Рис. 1.27. Зависимости последовательной емкости электролитических конденсаторов от частоты: алюминиевого фольгового типа К50-6, 100 В (а) и типа К50-7, 450 В (б) при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ (1), $T_0 = 10^\circ\text{C}$ (2), $T_0 = -60^\circ\text{C}$ (3); танталового типа ЭТ (в) при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ (1), $T_0 = 85^\circ\text{C}$ (2); $T_0 = -70^\circ\text{C}$ (3)

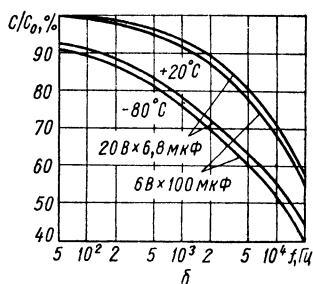
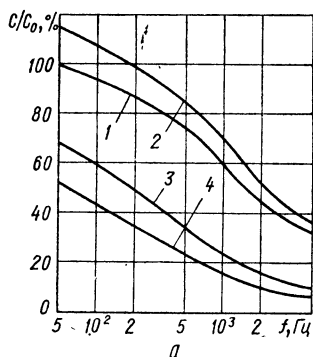


Рис. 1.28. Зависимости последовательной емкости от частоты танталовых электролитических конденсаторов: с объемно-пористым анодом типа К52-2-6В-80 мкФ (а) при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ (1), $T_0 = 200^\circ\text{C}$ (2), $T_0 = -40^\circ\text{C}$ (3), $T_0 = -60^\circ\text{C}$ (4); оксидно-проводникового типа К53 (б)

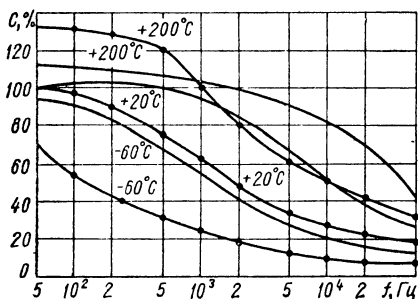


Рис. 1.29. Зависимости последовательной емкости от частоты конденсаторов К52-5 (25В x 220 мкФ) и К52-2 (25В x 300 мкФ) —●—●— К52-2; — К52-5

1.10. Основные характеристики конденсаторов с оксидным диэлектриком

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей, мкФ		U _{ном} , В	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	C _{мин}	C _{макс}			
Электролитические, алюминиевые, фольговые					
К50-6	50	500	6,0	-10...+70	5,0
	10	1000	10,0		
	1	1000	15,0		
	1	500	25,0		
	1	200	50,0		
	1	20	100		
	1	10	160		
К50-7	100	600	50	-10...+85	5,0
	20	500	160		
	10	200	250		
	5	200	300		
	5	180	350		
	5	120	450		
	5	120	450		
К50-15	68	680	6,3	-60...+125	10,0
	47	680	16,0		
	33	330	25,0		
	10	100	50,0		
	4,7	47	100		
	4,7	33	160		
	2,2	22	250		
К50-16	20	500	6,3	-20...+70	5,0
	10	2000	10,0		
	5	1000	16,0		
	2	500	25,0		
	2	200	50,0		
	0,5	50	100 0		
	1	20	160		
К50-18	100 000	4,7 · 10 ⁵	3,0	-25...+70	10,0
		220 000	6,8		
		100 000	10,0		
	22 000	100 000	16,0		
	15 000	100 000	25,0		

Продолжение табл. 1.10

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей, мкФ		U _{ном} , В	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	C _{мин}	C _{макс}			
K50-18	4700	22 000	50,0	-25...+70	10,0
	4700	15 000	80,0		
	2200	10 000	100,0		
	1000	4700	250,0		
K50-22	2200	22 000	6,3	-60...+70	10,0 при T ≤ 70 °С
	1500	15 000	10,0		
	1000	10 000	16,0		
	680	6800	25,0		
	220	2200	50,0		5,0 при 70° < T ≤ 85 °С
	100	680	100,0		
	47	470	160,0		
K50-24	220	10 000	6,3	-25...+70	10,0
	47	10 000	16,0		
	22	4700	25,0	-40...+70	
	10	2200	63,0		
	4,7	220	100		
	2,2	220	160		
K50-27	470	1000	160	-40...+85	10,0 при T ≤ 70 °С
	10	470	250		
	10	470	300		5,0 при 70 °С < T ≤ 85 °С
	4,7	220	350		
	2,2	220	450		

Электролитические танталовые с объемно-пористым анодом

K52-1	22	100	3 0	-60...+85	5,0
	15	68	6,0		
	10	47	15		
	6,8	33	25		
	4,7	22	35		
	3,3	15	50		
	2,2	10	70		
	1,5	6,8	100		
K52-1Б	33	680	6,3	-60...+85	10,0 при $T \leq 70^\circ\text{C}$
	22	470	16,0		
	15	330	25,0		

Продолжение табл. 1.10

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей, мкФ		$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
	$C_{\text{мин}}$	$C_{\text{макс}}$			
К52-1Б	10	220	30,0	-60...+85	5,0 при $70 < T \leq 85^\circ\text{C}$
	6,8	150	50,0		
	4,7	100	63,0		
	3,3	68	100		
К52-5	33	330	15,0	-60...+70	10,0 при $T = -60...70^\circ\text{C}$
	22	220	25,0		
	15	150	50,0		
	10	100	70,0		
	6,8	68	90,0		5,0 при $T = -60...+85^\circ\text{C}$
	3,3	33	150		
	2,2	22	250		
	—	15	300		
	—	15	400		
	—	10	450		
	—	6,8	600		

1.11. Основные характеристики керамических конденсаторов

Тип конденсатора	Группа по температурной стабильности	Диапазон номинальных емкостей, пФ	$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
КТ-1	H70	680...10 000	160	-60...+85	5,0
КТ-2	П100, П33, М47, М75, М700, М1300	2,2...750	500	-60...+85 (155)	5,0 (до 85 °С) 2,0 (85...15 °С)
КД-1	П100, П33, М75, М700, М1300	1...130	100	-60...+155	1,5
КДУ	П100, П33, М47, М700	1...47	500	-60...+85	10,0
КТП	П120, М47, М700, М1300	8,2...330	500	-60...+85	10,0
К10-7В	М47, М75, М750, М1500, Н30, Н70, Н90	22...47 000	25	-25...+70	5,0
КЛС-1	Н70, Н90	4700...10000	35	-60...+85	10,0 (до 85 °С), от 100 до 1000 (при $T = 70^\circ\text{C}$)
К10-17	П33, М47, М75, М750	2,2...12 000	25	-60...+125	10,0
КМ-3	Н30	680...22 000	250	-60...+155	

Продолжение табл. 1.11

Тип конденсатора	Группа по температурной стабильности	Диапазон номинальных емкостей, пФ	$U_{\text{ном}}$, В	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
КМ-4	ПЗЗ	16...510	250	-60...+155	10,0
КМ-4	НЗ0	1500...47000	160	-60...+125	
КМ-5	ПЗЗ	16...680	160	-60...+155	
КМ-5	Н90	15 000... 150 000	50	-60...+85	
КМ-6 (А)	ПЗЗ	120...2700	50	-60...+85	
КМ-6 (А)	Н90	22 000...10 ⁶	25	-60...+85	
КМ-6 (Б)	ПЗЗ	120...5100	50	-60...+85	
КМ-6 (Б)	Н90	22 000... 2,2 · 10 ⁶	35 (25)	-60...+85	

теристикам эти конденсаторы близки к керамическим и могут применяться в цепях постоянного, переменного, пульсирующего напряжений, а также в импульсных режимах (табл. 1.12).

Диэлектриком слюдяного конденсатора являются пластинки природной слюды толщиной до 0,01 мм. Широко применяется в конденсаторостроении слюда мусковит с малым $\text{tg } \delta = (1 \dots 2) \cdot 10^{-4}$ и высокой $\epsilon = 7$. Electroдами в слюдяных конденсаторах являются пластинки алюминиевой или медной фольги (фольговые конденсаторы, например, КСО) или серебряные электроды (КСГ, СГМ), получаемые вжиганием серебра (серебряные конденсаторы). Слюдяные конденсаторы характеризуются высокой стабильностью емкости при изменениях частоты и температуры и малыми потерями. При больших токовых нагрузках применяются слюдяные фольговые конденсаторы. Характеристики основных типов слюдяных конденсаторов указаны в табл. 1.13.

Особенностью конденсаторов с газообразным диэлектриком является малое значение $\text{tg } \delta$ (до 10^{-6}) и высокая стабильность электрических параметров. К таким конденсаторам относятся воздушные (К60), газонаполненные и вакуумные (К61).

Воздушные конденсаторы (типа КВМ, КВС, КВЧ и др.) применяются в измерительной технике при низких напряжениях в качестве образцовых. Для высоких напряжений предназначаются газонаполненные и вакуумные.

Газонаполненные конденсаторы емкостью 50...100 пФ имеют $U_{\text{ном}} = 100 \dots 500$ кВ и применяются в основном в высоковольтных измерительных устройствах, а конденсаторы емкостью до несколько тысяч пикофард имеют $U_{\text{ном}} = 30 \dots 50$ кВ и применяются в контурах мощных передающих устройств. Эти конденсаторы применяются преимущественно на частотах до 0,5 МГц.

На частотах выше 0,5 МГц в радиопередатчиках применяются вакуумные конденсаторы, для которых характерны значительно большие удельные емкости по сравнению с воздушными, малые потери, высокая электрическая прочность, отсутствие зависимости диэлектрической проницаемости от частоты. Высокая добротность этих конденсаторов позволяет использовать их на частотах до 40 МГц. Малые потери и особенности конструкции вакуумных конденсаторов позволяют пропускать через них токи до 100 А и выше без принудительного охлаждения.

Основные характеристики вакуумных конденсаторов постоянной (К61) и переменной (КП) емкостей приведены в табл. 1.14.

1.12. Характеристики стеклянных, стеклокерамических и стеклоэмалевых конденсаторов

Тип конденсатора	Группа по температурной стабильности	Диапазон номинальных емкостей, пФ	$U_{\text{ном}}, \text{В}$	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
K21У-1 K21-7	П120 П120	9,1...510 56...20 000	250 50	-60...+300 -60...+155	1,0 10,0
СКМ	НЗ МПО, М47 М330, Н30 МПО, М47, М330	680...5100	125	-60...+100	5,0
		10...2700	250		
		51...510	500	-60...+155	
ДС	$\pm 50 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	75...100 22...33	3000 5000	-60...+100	0,5
КС	Р; О; М П	9,1...200	300	-60...+155	1,0
		10...1000	500	-60...+100	5,0
K22У-1	Н30 МПО, М47, М330, Н30	4700...15000	12	-60...+85	5,0
		30...6800	35		

1.13. Характеристики слюдяных конденсаторов

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Номинальное напряжение, В	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
КСГ	470...100 000	500	-60...+70	5,0
	470...27 000	1000		
	7500...10 000	50		
	51...27 000	250		
КСО	100...47 000	500	-60...+70	5,0
	10...390	6300		
	51...510	250		
	100...6800	500		

Продолжение табл. 1.13

Тип конденсатора	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Номинальное напряжение, В	Интервал рабочих температур, °С	Минимальная наработка, тыс. ч
КСОТ	100...10 000 51...10 000 51...6200	1000 250 500	—60...+155	5,0
СГМ	100...6800 1000...3900	1000 1600	—60...+85	5,0
КЗ1У-3	51...6800	250, 500	—60...+100	1,0 при 100 °С

1.14. Характеристики вакуумных конденсаторов

Тип конденсатора	Диапазон емкостей, пФ	$U_{\text{ном}}$ (амплитудное), кВ	I_M , А	Максимальная частота $f_{\text{макс}}$, МГц
K61-1	10...300	25	50	30
K61-4	50...400	45	75	30
K61-10	750...1000	25	100	30
KП1-1	10...100	25	35	60
KП1-9	50...400	45	500	7,5
KП1-16	10...1000	1,8	20	30

4. УДЕЛЬНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ИХ РОЛЬ ПРИ ВЫБОРЕ КОНДЕНСАТОРОВ

Удельные характеристики конденсаторов различных типов при работе на переменном напряжении необходимы для сопоставления их объемов, массы, а также стоимости при выборе оптимального типа, определения областей рационального применения в различных условиях эксплуатации. При нагружении конденсаторов переменным напряжением синусоидальной формы общепринятой характеристикой для сопоставления служит удельная реактивная мощность

$$Q_{\text{уд}} = Q/V = U^2 \omega C/V,$$

где V — объем конденсатора, м³.

На рис. 1.30 показаны зависимости $Q_{\text{уд}}$ (рассчитанные для полного объема конденсатора) от частоты для конденсаторов, выполненных на основе различных диэлектриков.

Для конденсаторов разных типов максимальное значение удельной реактивной мощности располагается в различном диапазоне частот,

причем с уменьшением $\operatorname{tg} \delta$ конденсатора максимум $Q_{\text{уд}}$ возрастает по абсолютной величине и смещается в сторону более высоких частот.

При работе конденсаторов на пульсирующем напряжении синусоидальной формы полезной характеристикой для выбора конденсаторов может служить также действующее значение удельной емкости конденсатора:

$$C_{\text{уд. д}} = C_{\text{д}}/V = 1/(\omega ZV) = C_{\text{п}}/(V \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta}),$$

где Z , $C_{\text{п}}$ — соответственно полное сопротивление и последовательная емкость конденсатора, измеренные на рабочей частоте. В табл. 1.15 приведены зависимости действующего значения удельной емкости от частоты для конденсаторов различных типов при $T_0 = 20^\circ \text{C}$.

Для конденсаторов, работающих на переменном напряжении несинусоидальной формы, общепринятой удельной характеристикой является удельная энергия конденсатора по

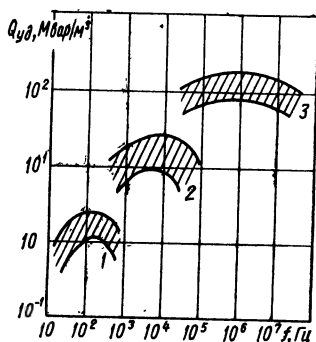


Рис. 1.30. Зависимость удельной реактивной мощности конденсаторов от частоты для различных диэлектриков: полярные (1) и неполярные (2) синтетические пленки; керамика (3)

объему (Дж/м³) $W_{\text{уд}V} = C_{\text{ном}} U_{\text{р. доп}}^2 / 2V$ или по массе $W_{\text{уд}G} = C_{\text{ном}} U_{\text{р. доп}}^2 / 2G$. Удельная энергия только активного объема конденсатора, Дж/м³, $W_{\text{уд}} = 8,85 \epsilon_r E_{\text{рм}}^2 / 2$ определяется амплитудой рабочей напряженности электрического поля, принятой в конденсаторе, где $E_{\text{рм}}$ — в МВ/м. Поскольку несинусоидальное напряжение, воздействующее на конденсаторы, имеет очень разнообразные формы, то удельные характеристики конденсаторов удается получить только для напряжений стандартных форм, характеризующихся сравнительно малым числом параметров.

1.15. Значения удельной емкости конденсаторов при разных частотах

Тип конденсатора	Удельная емкость, мкФ/см³, при частоте, Гц				
	$5 \cdot 10^1$	10^3	10^4	$2 \cdot 10^4$	10^5
K50-24-25B-22 мкФ	83	48	8,3	5,6	0,83
K50-27-160B-22 мкФ	7,9	7,2	4,3	2,2	0,65
K52-1Б-63B-22 мкФ	74	72	39	23	9,0
K53-18-40B-22 мкФ	48	45,5	31,6	21,3	6,1
K53-1A-30B-33 мкФ	50,5	47	30	23	7,5
K76П-1-22	1,22	1,22	1,2	1	0,9

Так как допустимое рабочее напряжение зависит от параметров формы воздействующего напряжения и условий эксплуатации, удельная энергия конденсатора непостоянна и каждому сочетанию параметров формы и других условий эксплуатации соответствуют различные

удельные энергии. Различные сочетания условий эксплуатации могут обуславливать также одинаковые удельные энергии, если при этом совпадают допустимые рабочие напряжения. Таким образом, для сопоставления конденсаторов необходимо определить удельные характеристики для одних и тех же условий эксплуатации.

Удельными характеристиками, которые можно использовать для сопоставления конденсаторов при стандартных формах воздействующего напряжения, являются также значения удельного заряда.

В общем случае можно считать, что чем выше удельные характеристики конденсаторов при синусоидальном напряжении, тем они лучше при несинусоидальном воздействующем напряжении. Однако в частных случаях это может иногда не соблюдаться. Так, например, конденсаторы К42-15, имеющие более низкие удельные характеристики на синусоидальном напряжении чем К75-10, при гребенчатой форме

напряжения обеспечивают более высокие значения удельной энергии.

В связи с этим определенное практическое значение имеет выяснение эксплуатационных режимов, в ко-

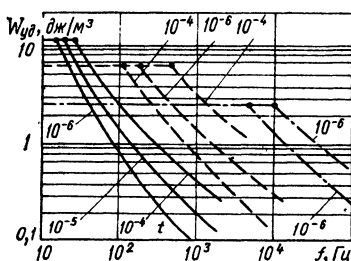


Рис. 1.31. Зависимость удельной энергии $W_{уд}$ от частоты и длительности фронта (спада) трапецеидального напряжения для различных органических диэлектриков: — КОН-II; — — — ПК; — · — · — ПТФЭ

торых тот или иной тип конденсаторов имеет наилучшие удельные характеристики. С этой целью для ряда стандартных форм напряжения и конденсаторов различных типов можно построить зависимости удельных характеристик от параметров формы, например, от частоты повторения при различных длительностях фронта (или спада). При этом удельные характеристики необходимо находить для одной и той же минимальной наработки (гамма-процентного ресурса) и одних и тех же условий охлаждения. Такие зависимости позволяют определить области сочетаний параметров формы, в которых тот или иной тип конденсатора обеспечивает наилучшие удельные характеристики.

Так же, как и в случае синусоидального напряжения, при стандартных формах напряжения конденсаторы с полярным диэлектриком имеют более высокие удельные характеристики при низких частотах повторения, тогда как на более высоких частотах лучшие удельные характеристики имеют конденсаторы с неполярным диэлектриком [1, 19].

На рис. 1.31 показаны расчетные зависимости $W_{уд}$ от параметров напряжения симметричной трапецеидальной формы для разных органических диэлектриков. Такое семейство кривых можно использовать для предварительного выбора типа конденсатора (или подходящей группы конденсаторов, выполненных на основе одинаковых диэлектриков, обеспечивающих наиболее высокие значения $W_{уд}$ в требуемых режимах). При низких частотах напряжения ($f < 50$ Гц) и длительностях зарядной (разрядной) стадий ($t \geq 10^{-4}$ с) наибольшую $W_{уд}$ обеспечивает полярный диэлектрик (например, комбинация ПЭТФ + КОН-II). Однако при повышении частоты и уменьшении длительности коммутации t более высокие значения $W_{уд}$ обеспечивает неполярный диэлектрик (поликарбонат), который, хотя и имеет по срав-

нению с полярным диэлектриком меньшие значения ϵ , дает выигрыш в удельных характеристиках в связи с более низким значением потерь. При частотах повторения (1...10) кГц и соответственно длительностях коммутации 10^{-4} ... 10^{-5} с преимущества по $W_{уд}$ переходят к неполярному диэлектрику (ПТФЭ), который имеет еще более низкие потери по сравнению с полярным и слабополярным диэлектриками.

При сложных формах воздействующего напряжения, например, при использовании конденсаторов в качестве демпфирующих или фильтровых, удельные характеристики, рассмотренные выше, не являются показательными. При таких формах напряжения сопоставлять конденсаторы по массогабаритным характеристикам целесообразно по их установленной мощности. Установленная мощность конденсаторов при несинусоидальной форме напряжения, так же как и при синусоидальной, определяются по формуле

$$Q_{уст} = U_{ном}^2 \omega_{ном} C_{ном},$$

где $\omega_{ном}$ — номинальная (или базовая) частота, на которой известна удельная реактивная мощность конденсатора рассматриваемого типа.

5. ТЕПЛОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНДЕНСАТОРОВ

В настоящее время особенно актуальна оценка и регламентация тепловых режимов конденсаторов в связи с усиливающейся тенденцией к сокращению габаритов, с одной стороны, и резким возрастанием удельных тепловыделений, — с другой. Отсутствие же в НТД необходимых тепловых параметров не позволяет потребителю правильно оценить тепловой режим конденсатора в конкретных условиях применения, а следовательно, и сделать вывод о его допустимости с точки зрения того или иного электрического режима. Рассмотрим тепловую модель конденсатора и характеризующие ее тепловые параметры.

Тепловая модель и электротепловая аналогия

При исследовании стационарных и нестационарных температурных полей весьма распространен принцип электротепловой аналогии [12, 22], широко применяемый при математическом моделировании задач и основанный на изоморфизме исследуемых уравнений, т. е. их способности описывать различные по своей природе (электрической и тепловой) явления. Практическая реализация указанного принципа основана на аналогии между физическими, свойственными

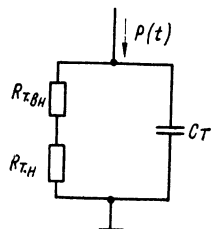


Рис. 1.32. Эквивалентная тепловая схема конденсатора

электрическим цепям, и тепловыми величинами. Соотношение величин при электротепловой аналогии представлено в табл. 1.16.

Воспользуемся указанным принципом для исследования теплового режима работы конденсатора.

На рис. 1.32 показана эквивалентная тепловая схема конденсатора, составленная при следующих допущениях.

1.16. Таблица соответствия электрических и тепловых параметров

Электрические параметры			Тепловые параметры		
Величина	Единица	Размерность	Величина	Единица	Размерность
Разность электрических потенциалов, напряжение	вольт (В)	Вт/А	Разность температур	градус (...°)	...°
Сила тока	ампер (А)	А	Тепловой поток	ватт (Вт)	Дж/с
Электрический заряд	кулон (Кл)	А · с	Количество теплоты	джоуль (Дж)	Н/м
Удельная электрическая проводимость	ампер на метр-вольт (А/(м · В))	А ² /(м · Вт)	Коэффициент теплопроводности	ватт на метр-градус	Вт/(м · ...°)
Напряженность электрического поля	вольт на метр (В/м)	В/м	Температурный градиент	градус на метр	...°/м
Электрическое сопротивление	ом (Ом)	В/А	Тепловое сопротивление	градус на ватт	...°/Вт
Электрическая емкость	фарада (Ф)	Кл/В	Теплоемкость	джоуль на градус	Дж/...°
Постоянная времени электрической цепи	секунда (с)	с	Тепловая постоянная	секунда (с)	с

1. Тепловые параметры (R_T , C_T) предполагаются независящими от температурных перепадов в диапазоне, соответствующем рабочему перепаду температур в конденсаторе.

2. Мощность источников тепловыделения принимается не зависящей от температурных перепадов в конденсаторе.

1.17. Тепловые характеристики конденсаторных материалов

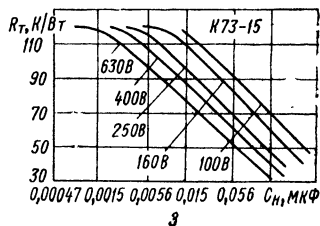
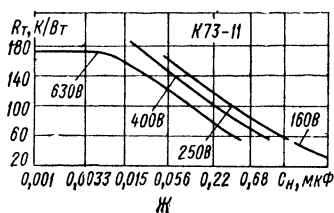
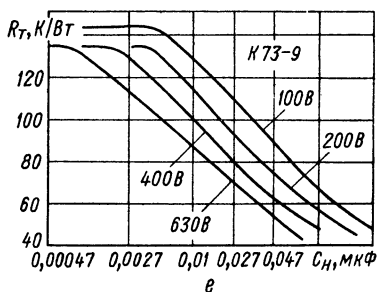
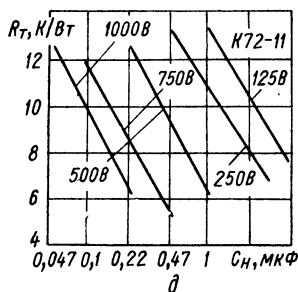
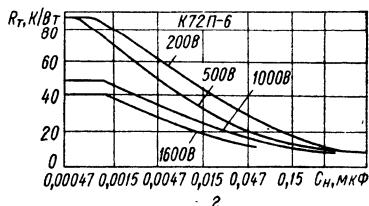
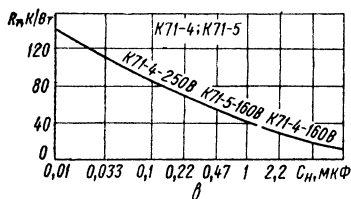
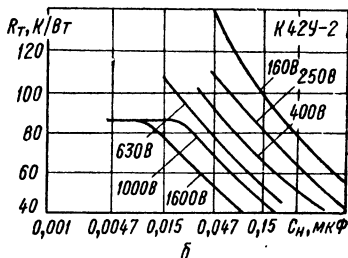
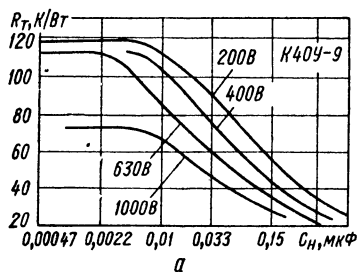
Материал	Температурный диапазон, °С	Удельная теплоемкость C_T , уд. кДж/(кг · К)	Коэффициент теплопроводности λ , Вт/(м · К)
Бумага непропитанная	20	1,340	0,1395
Бумага КОН-II, пропитанная нефтяным маслом	20	1,51	0,170
Электрокартон	30	1,17	0,169
Пленка ПЭТФ	40	—	0,110
Полистирол	20...100	1,34	0,08
Полиэтилен	20...100	2,1...2,9	0,25...0,33
Полипропилен	20...100	—	0,138
Поликарбонат	20...100	1,175	0,197
Фторопласт-4	20...100	1,05	0,247...0,252
Алюминий	20...100	0,885...0,935	202...206
Медь	20...100	0,390...0,389	390...380
Сталь	20...100	0,47...0,49	45
Цинк	20...100	0,390...0,400	110...107
Олово	20...100	0,220...0,231	49...45
Масло конденсаторное	20	—	0,150
Воздух	20...100	1,005...1,009	$2,59 \cdot 10^{-2}$... $3,21 \cdot 10^{-2}$

В табл. 1.17 приведены значения удельных теплоемкостей и коэффициентов теплопроводности различных материалов, применяемых в конденсаторах. Эти величины весьма незначительно изменяются в зависимости от температурных колебаний. Поэтому первое допущение вполне оправдано и согласуется с работами, посвященными тепловому расчету конденсаторов [35, 39, 41].

Оценивая влияние температурных перепадов в конденсаторе на значение мощности тепловыделения P_n , отметим следующее. Значение P_n зависит от температурного перепада в активной области конденсатора (пакете), поскольку отдельные объемы нагреты больше (центральные), другие же (периферийные) — меньше. Это, в свою очередь, сказывается на значении $\operatorname{tg} \delta$ диэлектрика (при синусоидальном напряжении) или на значении коэффициента потерь (при импульсном напряжении). Для конденсаторов на основе неполярного и слабополярного диэлектриков, когда температурная зависимость $\operatorname{tg} \delta$ выражена слабо, значение P_n во всем рабочем диапазоне температур можно считать постоянным. В конденсаторах с полярным диэлектриком наблюдается температурная зависимость $\operatorname{tg} \delta$, однако для реальных рабочих температур конденсаторов значение P_n можно считать неизменным и рассчитывать P_n для предельных рабочих температур.

Тепловые сопротивления и тепловые постоянные времени конденсаторов

Для характеристики теплового режима конденсаторов используются различные варианты параметров: допустимое превышение температуры корпуса конденсатора относительно температуры окружающей среды; допустимая максимальная температура конденсатора; допустимая реактивная мощность; допустимая активная мощность, рассеиваемая конденсатором. Однако эти параметры не удовлетворяют таким требованиям, как:



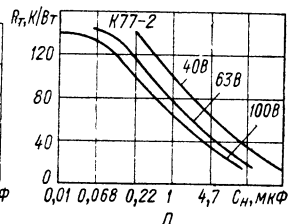
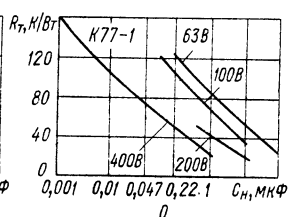
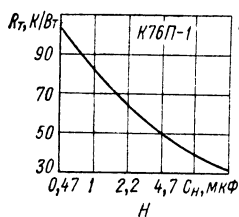
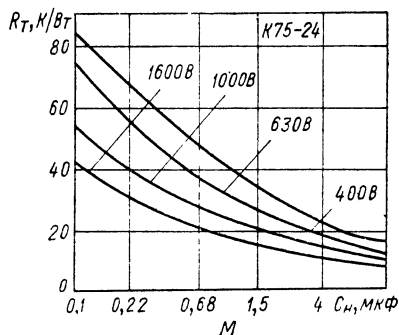
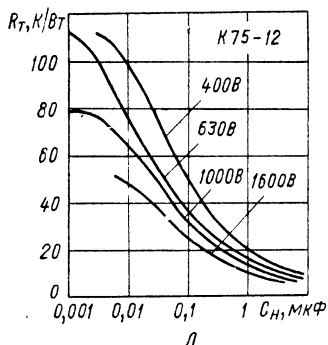
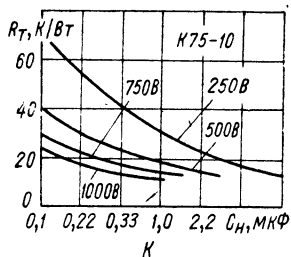
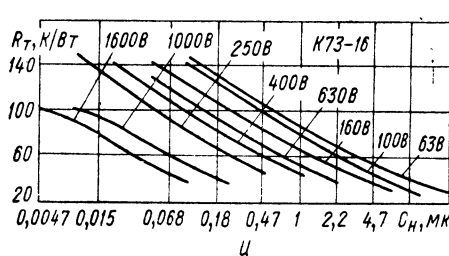
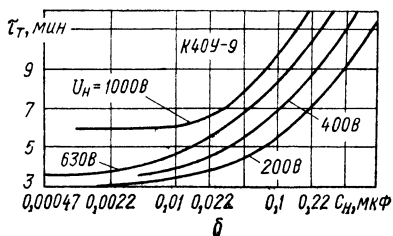
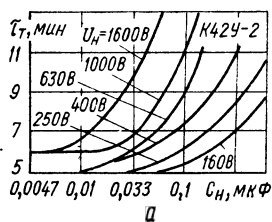
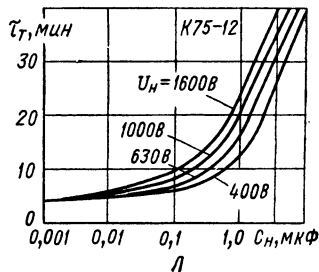
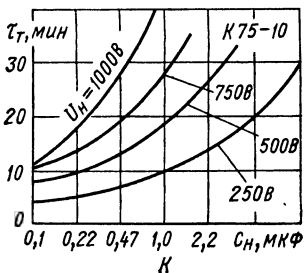
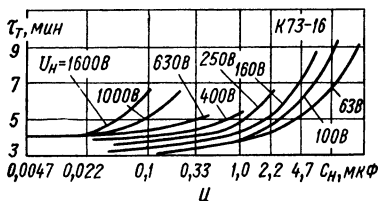
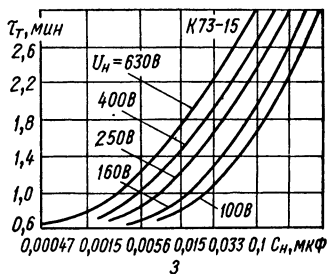
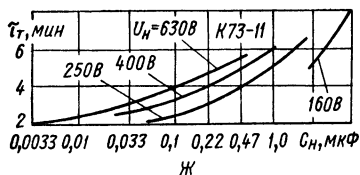
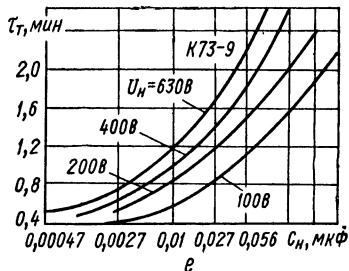
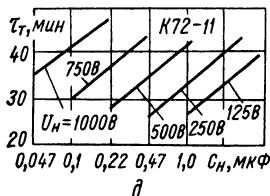
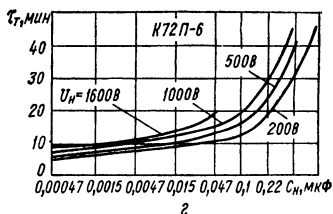
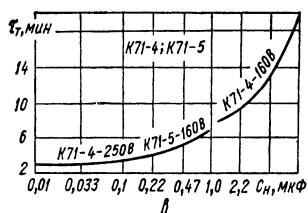


Рис. 1.33. Тепловые сопротивления конденсаторов: К40У-9 (а), К42У-2 (б), К71-4, К71-5 (в), К72П-6 (г), К72-11 (д), К73-9 (е), К73-11 (ж), К73-15 (з), К73-16 (и), К75-10 (к), К75-12 (л), К75-24 (м), К76П-1 (н), К77-1 (о), К77-2 (п)





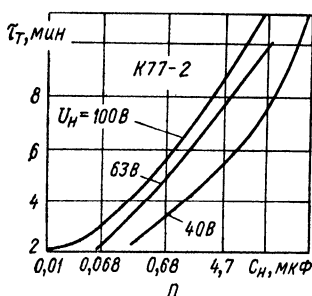
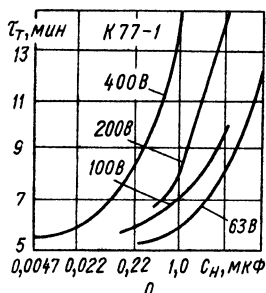
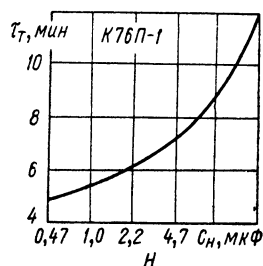
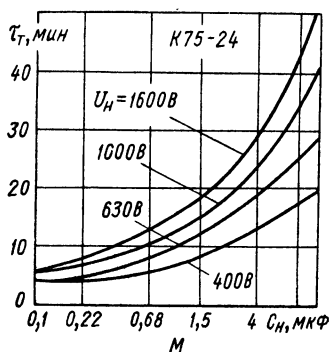


Рис. 1.34. Тепловые постоянные времени конденсаторов К42У-2 (а), К40У-9 (б), К71-4, К71-5 (в), К72П-6 (г), К72-11 (д), К73-9, (е), К73-11 (ж), К73-15 (з), К73-16 (и), К75-10 (к), К75-12 (л), К75-24 (м), К76П-1 (н), К77-1 (о), К77-2 (п)

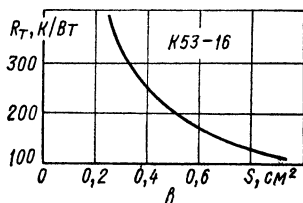
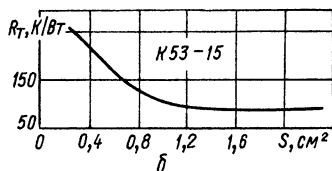
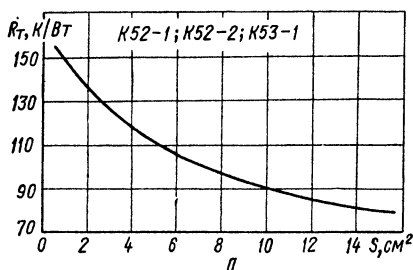


Рис. 1.35. Зависимость тепловых сопротивлений конденсаторов от площади боковой поверхности: а — К52-1, К52-2, К53-1, б — К53-15, в — К53-16

независимость от вида и продолжительности воздействия электрической нагрузки;
независимость от активной мощности, рассеиваемой конденсатором;
возможность экспериментального определения.

Систематические исследования, впервые проведенные авторами [8, 36], показали, что наиболее рациональным для регламентирования теплового режима конденсатора параметром является тепловое сопротивление — коэффициент пропорциональности между разностью температур двух изотермических поверхностей и тепловым потоком. Строгое определение теплового сопротивления справедливо для постоянного теплового потока, протекающего между двумя изотермическими поверхностями. Термин «тепловое сопротивление», примененный к конденсаторам, является коэффициентом пропорциональности между

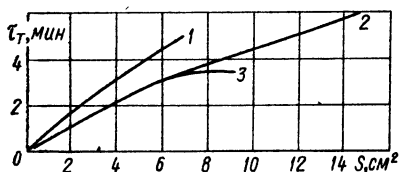


Рис. 1.36. Зависимость тепловой постоянной времени конденсаторов К52-1 (1), К52-2 (2), К53-1 (3) от площади боковой поверхности

превышением температуры и тепловым потоком в различных случаях эксплуатации и имеющий размерность теплового сопротивления.

В дальнейшем будет использован термин «тепловое сопротивление», принятый применительно к конденсаторам, со следующими допущениями:

тепловое сопротивление конденсатора линейно, т. е. не зависит от температуры в диапазоне, соответствующем рабочему перепаду температур в конденсаторе;

тепловое сопротивление не зависит от мощности тепловыделения и ее распределения по объему конденсатора;

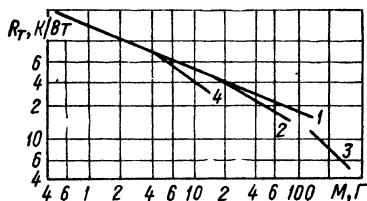


Рис. 1.37. Зависимость тепловых сопротивлений конденсаторов от массы: К50-16, К50-16А, К50-24, К50-27 (1), К50-22 (2), К50-18 (3), К50-15Н, К50-15П (4)

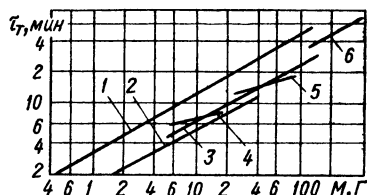


Рис. 1.38. Зависимость тепловой постоянной времени конденсаторов от массы: К50-16, К50-16А (1), К50-24 (2), К50-27 (3), К50-15П, К50-15Н (4), К50-22 (5), К50-18 (6)

мощность тепловыделения принимается не зависящей от температурных перепадов в конденсаторе.

Взаимосвязь между электрической нагрузкой и тепловым режимом конденсатора в общем случае определяется следующим соотношением:

$$\vartheta(t) = P_n(0) R_T(t) + \int_0^t P_n'(\tau) R_T(t - \tau) d\tau,$$

где $R_T(t)$ — переходное полное тепловое сопротивление конденсатора.

Данное уравнение описывает нестационарный тепловой режим. Эквивалентная тепловая схема конденсатора (рис.1.32) является наиболее приемлемой для применения и регламентирования тепловых параметров в технической документации. Выражение для переходного полного теплового сопротивления конденсатора имеет вид

$$R_T(t) = R_T [1 - \exp(-t/\tau_T)].$$

Такой характер изменения переходного теплового сопротивления $R_T(t)$ правомерен, строго говоря, лишь с момента наступления регулярного теплового режима нагревания или охлаждения конденсатора [12]. Экспериментальные исследования и анализ конструкций конденсатора малых и средних размеров показывают, что в случае равномерного распределения источников энергии по объему регуляция температурного поля наступает быстро, т. е. можно рассматривать только регулярный тепловой режим.

Различают максимальное $R_{T, \max} = \theta_{\max}/P_{\text{п}}$, и среднее $R_{T, \text{ср}} = \theta_{\text{ср}}/P_{\text{п}}$ полные тепловые сопротивления конденсатора.

Тепловой поток, выделяющийся в активном объеме конденсатора, распространяется через изоляцию, корпус и уходит в окружающую среду с наружной поверхности конденсатора. Таким образом, полное тепловое сопротивление конденсатора можно разделить на составляющие. Для стационарного режима работы

$$R_T = R_{T, \text{в}} + R_{T, \text{н}}$$

где $R_{T, \text{в}}$, $R_{T, \text{н}}$ — внутреннее и наружное тепловые сопротивления конденсатора.

На практике, в случае естественных условий охлаждения конденсаторов, целесообразно задавать величины полных тепловых сопротивлений, как, например, для конденсаторов, выпускаемых фирмой «Siemens» (ФРГ) [43]. Для отечественных конденсаторов эти величины вводят в техническую документацию.

На рис. 1.33—1.38 показаны значения полных средних тепловых сопротивлений и тепловых постоянных времени массовых типов конденсаторов, определенные экспериментально и уточненные расчетным путем.

Внутреннее тепловое сопротивление конденсатора $R_{T, \text{в}}$ является индивидуальным параметром конденсатора и определяется наличием активной части, изоляционных прокладок, воздушных зазоров, масляных прослоек и т. д. На его значение разработчик конденсаторов может влиять на стадии конструирования, выбирая материалы с большим коэффициентом теплопроводности и не допуская больших, чем нужно с точки зрения электрической и механической прочности, толщин корпуса и изоляции.

В табл. 1.18—1.22 приведены данные по тепловым сопротивлениям некоторых конденсаторов намотанного типа, в частности, составляющие внутреннего теплового сопротивления: $R_{T, \text{а}}$ (активной части конденсатора), $R_{T, \text{в. п}}$ (воздушных прослоек между холостыми витками), $R_{T, \text{ж. в}}$ (холостых витков), $R_{T, \text{из}}$ (изоляции активной части от корпуса $R_{T, \text{из}} = R_{T, \text{в. п}} + R_{T, \text{ж. в}}$), $R_{T, \text{к}}$ (корпуса конденсатора), причем $R_{T, \text{в}} = R_{T, \text{а}} + R_{T, \text{из}} + R_{T, \text{к}}$.

1.18. Тепловые сопротивления конденсаторов

$U_{ном}, В$	$C_{ном}, мкФ$	$d_{к}, мм$	$H_{к}, мм$	$d_{пакета}, мм$	$H_{пакета}, мм$	$d_{с}, мм$	$H_{с}, мм$	$R_{т}, К/Вт$	$R_{т, н}, К/Вт$	$R_{т, а}, К/Вт$	$R_{т, из}, К/Вт$	$R_{т, в, ш}, К/Вт$	$R_{т, х, в}, К/Вт$	$R_{г, к}, К/Вт$	$R_{т, н}/R_{т}, \%$	$R_{т, а}/R_{т}, \%$	$R_{т, к}/R_{т}, \%$	$R_{т, из}/R_{т}, \%$	$R_{т, в, ш}/R_{т}, \%$	$R_{т, х, в}/R_{т}, \%$
Конденсаторы К72-11 (стальной корпус)																				
500	0,22	50	85	—	—	48	62	10,25	4,85	5,25	0,15	—	—	—	47,4	51,2	—	1,4	—	—
500	0,33	52	100	—	—	50	76	8,57	4,06	4,28	0,23	—	—	—	47,4	50	—	2,6	—	—
500	0,47	52	125	—	—	50	101	6,67	3,34	3,2	0,12	—	—	—	50,0	48,1	—	1,9	—	—
500	1,00	65	150	—	—	62	126	4,92	2,58	2,23	0,1	—	—	—	45,5	52,5	—	2,0	—	—
750	0,1	52	95	—	—	50	70	8,47	4,24	4,04	0,18	—	—	—	50,0	47,8	—	2,2	—	—
750	0,22	52	150	—	—	50	126	5,18	2,84	2,25	0,09	—	—	—	54,8	43,4	—	1,8	—	—
750	0,33	65	150	—	—	62	126	4,9	2,23	2,57	0,09	—	—	—	45,5	52,6	—	1,9	—	—
750	0,47	75	150	—	—	72	126	4,23	1,91	2,12	0,1	—	—	—	45,1	50,2	—	2,4	—	—
1000	0,1	52	125	—	—	50	101	6,67	3,34	3,2	0,12	—	—	—	50,1	48,1	—	1,8	—	—
1000	0,22	65	150	—	—	62	126	4,92	2,24	2,58	0,12	—	—	—	45,5	52,5	—	2,0	—	—
1000	0,47	50	95	—	—	48	70	9,24	4,4	4,64	0,2	—	—	—	47,7	50,2	—	2,1	—	—

Конденсаторы К72-11 (эпоксидный корпус, ЭК-23)

500	0,22	56	75	—	—	—	—	10,42	3,76	5,25	—	—	—	—	1,41	36,1	50,4	13,5	—	—
500	0,33	58	90	—	—	—	—	8,67	3,18	4,28	—	—	—	—	1,21	36,6	49,3	14,1	—	—
500	0,47	58	115	—	—	—	—	6,46	2,64	3,21	—	—	—	—	0,61	40,8	49,7	9,5	—	—
500	1,0	70	140	—	—	—	—	5,06	1,83	2,58	—	—	—	—	0,65	36,2	51	12,8	—	—
750	0,1	58	84	—	—	—	—	8,67	3,34	4,05	—	—	—	—	1,28	38,8	46,4	14,8	—	—
750	0,22	58	140	—	—	—	—	5,38	2,32	2,25	—	—	—	—	0,81	43,2	41,1	15,0	—	—

[illegible]

Конденсаторы К75-10 (цилиндрической формы)

250	0,1	7,8	27	27	6	—	—	124,4	101	21,7	1,72	—	—	81,5	17,4	—	1,4
250	1,0	20,3	41	41	18	—	—	41,2	25,5	13,3	2,43	—	—	61,9	32,2	—	5,9
250	4,7	30,3	78	78	27	—	—	17,66	10,4	6,06	1,2	—	—	58,9	34,3	—	6,8
250	10,0	46,3	78	78	43,3	—	—	13,56	6,78	6,06	0,72	—	—	50,0	44,7	—	5,3

Конденсаторы К73-16

63	0,47	10	20	6	10	—	—	225,3	106	35,9	69,4	14	—	47	16	—	30,8	6,2
63	1,0	12	20	9	10	—	—	165,2	88,5	35,9	36,2	4,6	—	53,5	21,8	—	21,9	2,8
63	3,3	10	48	7	36	—	—	72,9	44	10,0	16,6	2,25	—	60,5	13,6	—	22,8	3,1
63	10,0	16	48	13	36	—	—	48,2	27,7	9,98	9,2	1,3	—	57,4	20,8	—	19,1	2,7
63	0,68	11	20	8	10	—	—	174,3	96,5	35,8	36,1	5,9	—	55,3	20,5	—	20,7	3,4

Конденсаторы К75-12 (цилиндрической формы)

400	0,1	16,8	25,0	12,8	20,5	—	—	90,5	50,5	15,2	24,83	18,8	6,03	—	55,8	16,8	—	27,4	—
400	0,47	20,8	50	18,3	43	—	—	33,5	20,5	7,25	5,7	5,15	0,55	—	61,3	21,7	—	17,0	—

1.19. Тепловые сопротивления конденсаторов К75-12 прямоугольной формы

$U_{\text{ном}}, \text{В}$	$C_{\text{ном}}, \text{мкФ}$	Размеры			$R_{\text{г. к/Вг}}$	$R_{\text{г. н. к/Вг}}$	$R_{\text{г. а. к/Вг}}$	$R_{\text{г. из. к/Вг}}$	$R_{\text{г. н.}}/R_{\text{г.}}, \%$	$R_{\text{г. а.}}/R_{\text{г.}}, \%$	$R_{\text{г. из.}}/R_{\text{г.}}, \%$
		конденсатора, мм $\times$ мм $\times$ мм	пакета секций/5 секций, мм $\times$ мм $\times$ мм	секций, мм $\times$ мм $\times$ мм							
400	1,0	45 $\times$ 25 $\times$ 49	42,5 $\times$ 18 $\times$ 41	42,5 $\times$ 18 $\times$ 41	6,95	5,40	0,05	1,44	78,5	0,7	20,8
400	10,0	65 $\times$ 80 $\times$ 112	62 $\times$ 73 $\times$ 102	62 $\times$ 14,6 $\times$ 102	2,02	1,67	0,04	0,31	82,6	2,0	15,4

1.20. Сопоставление тепловых сопротивлений конденсатора К72-11, 1000 В $\times$ 0,22 мкФ в различных корпусах

Тип корпуса	$R_{\text{г. а. к/Вг}}$	$R_{\text{г. к. к/Вг}}$	$R_{\text{г. н. к/Вг}}$	$R_{\text{г. из. к/Вг}}$	$R_{\text{г. из. топче-}}/R_{\text{г. к/Вг}}$	$R_{\text{г. к/Вг}}$	$R_{\text{г. а.}}/R_{\text{г.}}, \%$	$R_{\text{г. к.}}/R_{\text{г.}}, \%$	$R_{\text{г. н.}}/R_{\text{г.}}, \%$	$R_{\text{г. из.}}/R_{\text{г.}}, \%$
ЭК-23	2,26	0,645	1,83	0	0	4,74	47,8	13,6	38,6	0
Сталь	2,26	0	2,31	0,125	7,85	4,69	48,5	0	49,5	2,0
Алюминий	2,26	0	3,59	0,125	8,5	5,97	38,0	0	60,1	0,9

1.21. Тепловые сопротивления цилиндрических конденсаторов с фольгово-металлизированными электродами и комбинированным диэлектриком

$U_{\text{ном}}, \text{кВ}$	$C_{\text{ном}}, \text{мкФ}$	$d_K, \text{мм}$	$H_K, \text{мм}$	$R_{T,a}, \text{К/Вт}$	$R_{T,из}, \text{К/Вт}$	$R_{T,n}, \text{К/Вт}$	$R_T, \text{К/Вт}$	$R_{T,a}/R_T, \%$	$R_{T,из}/R_T, \%$	$R_{T,n}/R_T, \%$
10	1,0	100	185	2,96	0,224	1,83	5,014	59	4,5	36,5
20	0,5	136	185	2,96	0,41	1,29	4,66	63,5	8,8	27,7
5	10	136	185	2,96	0,41	1,29	4,66	63,5	8,7	27,7
20	1,0	180	185	2,57	0,171	0,925	3,67	70,1	4,7	25,2

1.22. Тепловые сопротивления оксидных алюминиевых конденсаторов К50-24

$U_{\text{ном}}, \text{В}$	$C_{\text{ном}}, \text{мкФ}$	$d_K, \text{мм}$	$H_K, \text{мм}$	$R_{T,v}, \text{сп}, \text{К/Вт}$	$R_{T,n}, \text{К/Вт}$	$R_T, \text{сп}, \text{К/Вт}$	$R_{T,v}, \text{сп}/R_T, \text{сп}, \%$	$R_{T,n}/R_T, \text{сп}, \%$
6,3	220	6	28	10	58	68	14,7	85,3
100	47	9	28	12	51	63	19	81
25	470	9	40	11	43	54	20,4	79,6
25	1000	12	50	8	28	36	22,2	77,8
160	100	16	42	7,5	24,5	32	23,4	76,6
160	220	21	50	6	15	21	28,6	71,4

Различают максимальное $R_{T,v,\text{макс}} = \theta_{v,\text{макс}}/P_n$ и среднее $R_{T,v,\text{сп}} = \theta_{v,\text{сп}}/P_n$ внутренние тепловые сопротивления конденсаторов, где $\theta_{v,\text{макс}} = T_{\text{макс}} - T_K$ и $\theta_{v,\text{сп}} = T_{\text{сп}} - T_K$ — установившиеся значения максимального среднего внутреннего превышения температуры; T_K — среднеповерхностная температура корпуса конденсатора. Максимальное внутреннее тепловое сопротивление $R_{T,v,\text{макс}}$ используется для определения температуры наиболее нагретой точки (температура теплового центра) конденсатора при известной P_n . Среднее внутреннее тепловое сопротивление $R_{T,v,\text{сп}}$ необходимо знать для расчета P_n в конденсаторах с сильной температурной зависимостью фактора потерь ($\lg \delta C$).

В табл. 1.23 приведены значения отношения $R_{T,v,\text{макс}}^*$ и $R_{T,v,\text{сп}}^*$ к наружному $R_{T,n}$ и максимального $R_{T,v,\text{макс}}$ к среднему $R_{T,v,\text{сп}}$ тепловых сопротивлений конденсаторов некоторых типов.

Наружное тепловое сопротивление конденсатора $R_{T,n}$ определяется соотношением $R_{T,n} = 1/\alpha_T S_K$, где α_T — суммарный коэффициент теплоотдачи корпуса конденсатора; S_K — площадь поверхности корпуса конденсатора.

1.23. Относительные значения тепловых сопротивлений конденсаторов разных типов

Особенности конструкции	Тепловые сопротивления (отн. ед.)		
	$R_{T, \text{ в. макс}}^* = R_{T, \text{ в. макс}}/R_{T, \text{ н}}$	$R_{T, \text{ в. ср}}^* = R_{T, \text{ в. ср}}^*/R_{T, \text{ н}}$	$R_{T, \text{ в. макс}}/R_{T, \text{ в. о}}$
Пропитанные конденсаторы с органическим диэлектриком:			
с выступающими фольговыми электродами и металлическим корпусом	0,30—0,40	0,28—0,33	1,05—1,30
с выступающими фольговыми электродами и пластмассовым корпусом	0,60—0,90	0,60—0,80	1,05—1,20
со скрытыми фольговыми электродами и металлическим корпусом	0,35—0,50	0,30—0,36	1,2—1,4
с металлизированными электродами и металлическим корпусом	0,70—1,10	0,35—0,60	1,6—2,0
Непропитанные конденсаторы с органическим диэлектриком:			
с металлизированными электродами и металлическим корпусом	1,0—2,0	0,60—1,0	1,5—2,5
Конденсаторы с оксидным диэлектриком	0,40—0,80	0,28—0,50	1,1—1,4

Наружное тепловое сопротивление зависит в основном от коэффициента теплоотдачи, являющегося в свою очередь сложной функцией многих параметров [12].

Значение $R_{T, \text{ н}}$ можно найти экспериментально измерением перегрева корпуса конденсатора

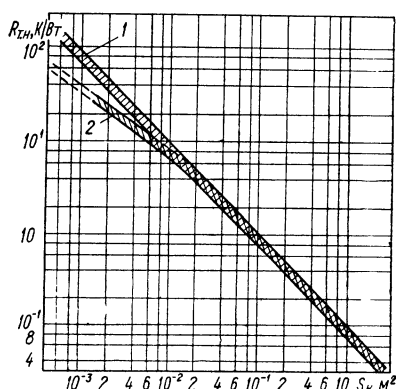
$$R_{T, \text{ н}} = (T_{\text{к}} - T_0)/P_{\text{п}}.$$

На рис. 1.39 показаны расчетные зависимости $R_{T, \text{ н}}$ для вертикально расположенных одиночных конденсаторов от площади поверхности корпуса $S_{\text{к}} (1)$ и определенные экспериментально (2) при температуре окружающей среды $T_0 = 50^\circ\text{C}$ и превышении температуры корпуса $\theta_{\text{к}} = 10\text{ K}$. Для конденсаторов $S_{\text{к}} > (0,01 \dots 0,015)\text{ м}^2$ совпадение экспериментально определенных и расчетных значений $R_{T, \text{ н}}$ удовлетворительное.

При площадях поверхности корпуса $S_k < 0,01 \text{ м}^2$ отличие между расчетными и экспериментальными значениями возрастает (рис. 1.39). При площадях поверхности корпуса $S_k < 0,01 \text{ м}^2$ (малогабаритные конденсаторы) наружное тепловое сопротивление $R_{т.н}$ определяется по рис. 1.40, а или б.

В табл. 1.24 приводятся размеры корпусов конденсаторов большого габарита (силовых) и расчетные значения их наружных тепловых сопротивлений, рассчитанных для следующих условий: $\theta_k = 20 \text{ К}$, $T_0 = 40 \text{ }^\circ\text{С}$ и естественное воздушное охлаждение. Теплоот-

Рис. 1.39. Зависимость расчетного (1) и экспериментального (2) значений наружного теплового сопротивления от площади поверхности корпуса при $T_0 = 50 \text{ }^\circ\text{С}$ и $\theta_k = 10 \text{ К}$



дача со дна корпуса не учитывалась, т. е. конденсаторы расположены на теплоизолирующей подложке.

На практике широко применяется монтаж конденсаторов в блоках. На рис. 1.41 показаны характерные конструкции блоков конденсаторов. Монтаж конденсаторов выполняется на теплоизолирующем

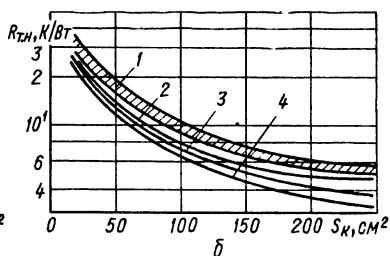
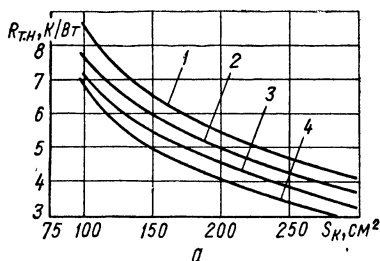


Рис. 1.40. Экспериментальная зависимость $R_{т.н}$ малогабаритных конденсаторов в прямоугольных корпусах при их вертикальном расположении (а) и в цилиндрических корпусах при их горизонтальном расположении (б) от площади боковой поверхности и превышения температуры корпуса при $T_0 = 25 \text{ }^\circ\text{С}$: $\theta_k = 5 \text{ К}$ (1), $\theta_k = 10 \text{ К}$ (2), $\theta_k = 20 \text{ К}$ (3), $\theta_k = 30 \text{ К}$ (4)

(текстолит, гетинакс) или металлическом каркасе, шасси. Условия теплоотдачи конденсаторов, находящихся в середине блока, ухудшаются, что приводит к значительно большему превышению температуры θ_k по сравнению с одиночным конденсатором при прочих равных условиях, т. е. $R_{т.н.б}$ в блоке больше, чем у одиночного конденсатора. На-

1.24. Наружные тепловые сопротивления конденсаторов большого габарита

Габаритные размеры, мм	Площадь боковой поверхности S_1 , см ²	Площадь поверхности крышки S_2 , см ²	Наружное тепловое сопротивление $R_{т. н.}$, К/Вт	Примечание
158×158×300	1900	250	0,42	Конденсаторы с прямоугольными корпусами
172×110×165	930	189	0,76	
310×138×640	5750	428	0,12	
310×138×800	7160	428	0,12	
310×150×590	5320	466	0,15	
310×310×668	8300	960	0,1	
312×106×190	1580	332	0,45	
312×106×455	3800	332	0,19	
314×314×680	8550	986	0,09	
314×314×711	8900	986	0,09	
314×314×880	11500	986	0,09	
380×110×335	3210	420	0,25	
380×120×180	1850	455	0,37	Нулевой габарит
380×120×200	2000	455	0,4	
380×120×325	3250	455	0,24	Первый габарит
380×120×350	3500	455	0,22	
380×120×640	6400	455	0,13	Второй габарит
455×150×325	3950	683	0,19	
570×128×353	4950	730	0,16	
723×639×1010	27500	4600	0,028	
765×365×800	18000	2800	0,037	
800×362×800	18600	2900	0,04	
150×395	1860	176	0,42	Конденсаторы с цилиндрическими корпусами
150×515	2420	176	0,34	
170×850	4440	227	0,19	
195×650	4000	300	0,2	

ружные тепловые сопротивления конденсаторов в блоке в сильной степени зависят от взаимного расположения конденсаторов.

В табл. 1.25 приводятся численные значения соотношения $R_{т. н. 6}/R_{т. н.}$ для некоторых вариантов расположения в блоках конденсаторов с прямоугольными корпусами. Здесь наружное тепловое сопротивление $R_{т. н. 6}$ определено для конденсаторов, находящихся в середине блока и имеющих наибольшее превышение температуры корпуса $\theta_{к.}$

Зазоры между корпусами конденсаторов составляют 10—20 мм.

Для блоков из цилиндрических конденсаторов отношение $R_{т. н. 6}/R_{т. н.}$ несколько ниже (приблизительно на 10 ... 15 %), чем приведенное в табл. 1.25.

Перфорация шасси, на котором производится монтаж конденсаторов, снижает наружные тепловые сопротивления конденсаторов в блочных конструкциях примерно на 10...30 % по сравнению с блоками, установленными на шасси без перфорации.

Тепловая постоянная времени конденсатора τ_T определяется как время, в течение которого превышение температуры корпуса ϑ_K достигает величины 0,632 θ_K установившегося значения.

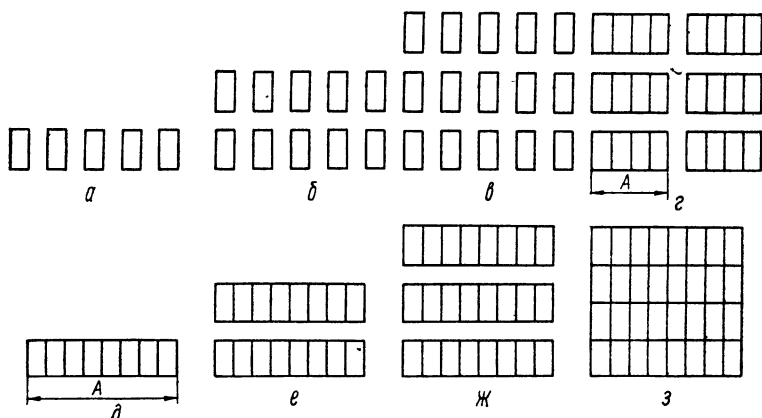


Рис. 1.41. Варианты расположения конденсаторов в блоках

Ее можно определить также расчетным путем из соотношения

$$\tau_T = R_T C_{T. \text{уд}} M,$$

где M — масса конденсатора.

Величина $C_{T. \text{уд}} M$ определяется как сумма произведений из теплоемкостей всех материалов, использованных в конденсаторе (включая корпус), на соответствующее значение масс:

$$C_{T. \text{уд}} M = \sum_{i=1}^n C_{T. \text{уд}i} m_i.$$

Тепловые постоянные времени массовых типов конденсаторов показаны на рис. 1.34, 1.36, 1.38.

1.25. Относительные значения тепловых сопротивлений ($R_{T. \text{н. б}}/R_{T. \text{н}}$)

Рис. 1.41, а	Рис. 1.41, б	Рис. 1.41, в	Примечание
1,5...1,8	1,9...2,1	2,5...3	Конденсатор установлен на металлическом основании
2,2...2,5	2,5...3,0	3,7...4,0	Конденсатор установлен на теплоизолирующем основании

Для силовых конденсаторов значения тепловых постоянных времени приведены в табл. 1.26.

1.26. Тепловые постоянные времени силовых конденсаторов

Габарит конденсаторов	(175×110×165)	Нулевой (380 × × 120 × 185)	Первый (380 × × 120 × 325)	Второй (380 × × 120 × 640)
$\tau_T, \text{ ч}$	1,3...1,4	1,9...2,0	2,3...2,5	3,3...3,5

Глава 2

РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В КОНДЕНСАТОРАХ ПРИ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ

1. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ МЕТОДОМ СУММИРОВАНИЯ РЯДОВ ФУРЬЕ

Предложенные методы расчета можно классифицировать в соответствии с рис. 2.1. Ниже будут рассмотрены только те методы, применение которых наиболее целесообразно с точки зрения обеспечения приемлемой точности расчета [28].

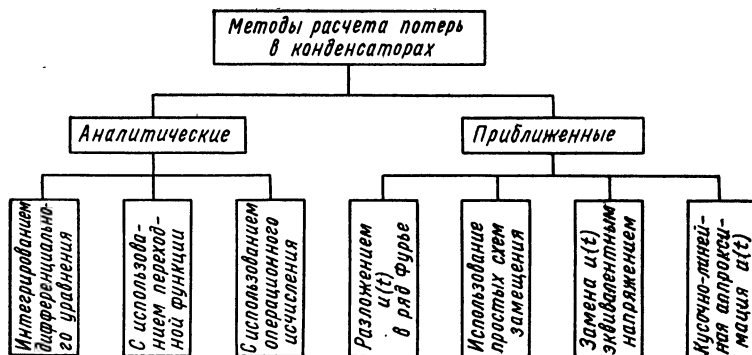


Рис. 2.1. Классификация методов расчета потерь в конденсаторах при несинусоидальных воздействующих напряжениях

Мощность потерь при несинусоидальном напряжении можно найти как сумму мощностей потерь, вызываемых каждой из гармоник в отдельности:

$$P_{\Pi} = \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 \omega_k C_{pk} \operatorname{tg} \delta_k, \quad (2.1)$$

где U_k , ω_k — действующее значение напряжения и круговая частота k -й гармоники; C_{pk} — емкость конденсатора на частоте k -й гармоники, измеренная при параллельной схеме замещения.

Если измерения емкости конденсатора выполнены при последовательной схеме замещения, то мощность потерь

$$P_{\pi} = \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 \omega_k [C_{sk}/(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_k)] \operatorname{tg} \delta_k, \quad (2.2)$$

где C_{sk} — емкость конденсатора на частоте k -й гармоники при последовательной схеме замещения.

В выражениях (2.1) и (2.2) предполагается линейность конденсатора, т. е. независимость его параметров ($\operatorname{tg} \delta_k$, C_{pk} или C_{sk}) от напряжения. При этом условии справедлив принцип суперпозиции токов.

Для выполнения расчетов по формулам (2.1) или (2.2) необходимо знать:

- 1) спектр воздействующего напряжения;
- 2) частотные характеристики конденсатора;
- 3) расчетное число членов ряда ($n_p < \infty$), достаточное для оценок сумм (2.1) или (2.2) с заданной точностью.

Аналитические методы спектрального анализа

Периодическое несинусоидальное напряжение $u(t)$ с круговой частотой ω_k (в дальнейшем сигнал) можно представить в виде суммы синусоидальных составляющих (гармоник), частоты которых ω_k кратны ω_1 , и постоянной составляющей:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{Mk} \cos(\omega_k t + \varphi_k),$$

где U_0 — постоянная составляющая сигнала; U_{Mk} , ω_k , φ_k — амплитуда, круговая частота и начальная фаза k -й гармоники: $\omega_k = k\omega_1$.

Совокупности U_{Mk} и φ_k ($k = 1, 2, \dots, \infty$) называют соответственно амплитудным и фазовым спектром сигнала. Для расчета мощности потерь достаточно знать амплитудный спектр. Нахождение спектра основано на разложении периодических сигналов в ряд Фурье:

$$u(t) = a_0/2 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos \omega_k t + b_k \sin \omega_k t),$$

где a_k , b_k — коэффициенты, определяемые по формулам

$$a_k = (2/T_{\pi}) \int_0^{T_{\pi}} u(t) \cos \omega_k t dt \quad (k = 0, 1, 2, \dots);$$

$$b_k = (2/T_{\pi}) \int_0^{T_{\pi}} u(t) \sin \omega_k t dt \quad (k = 1, 2, 3, \dots).$$

Тогда $U_{Mk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$.

Часто U_{Mk} удобнее находить с помощью спектральной функции (преобразование Фурье)

$$S(\omega) = \int_0^{T_{\pi}} u(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (2.3)$$

Учитывая равенство Эйлера $\exp(-j\omega t) = \cos \omega t - j \sin \omega t$, заключаем, что действительная и мнимая части спектральной функции $S(\omega)$ с точностью до множителя $2/T_n$ совпадают при $\omega = \omega_k$ со значениями коэффициентов a_k и b_k разложения в ряд Фурье. Поэтому модуль ее связан с амплитудой k -й гармоники соотношением

$$U_{Mk} = (2/T_n) |S(\omega_k)|. \quad (2.4)$$

Найдем с помощью формул (2.3) и (2.4) амплитудные спектры некоторых сигналов

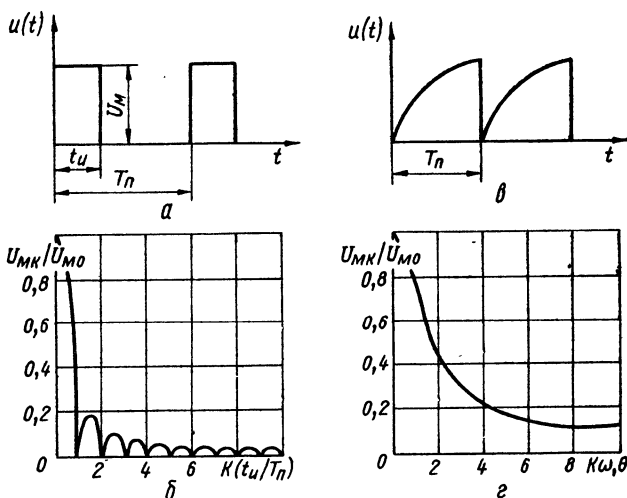


Рис. 2.2. Последовательность прямоугольных (а) и экспоненциальных импульсов (б) и их амплитудный спектр (в, г)

Пример 2.1. Последовательность прямоугольных импульсов (рис. 2.2, а)

$$u(t) = \begin{cases} U_M & \text{при } 0 < t < t_n; \\ 0 & \text{при } t_n < t < T_n; \end{cases}$$

$$S(\omega) = \int_0^{t_n} U_M \exp(-j\omega t) dt = \frac{U_M}{j\omega} (1 - \exp(-j\omega t_n));$$

$$U_{Mk} = \frac{2}{T_n} \frac{U_M}{\omega_k} |1 - \exp(-j\omega_k t_n)| = \frac{2}{\pi} U_M \frac{|\sin k\pi(t_n/T_n)|}{k}.$$

На рис. 2.2, б показан амплитудный спектр данного сигнала. Отметим, что амплитуда гармоник убывает обратно пропорционально k . Это свойство спектров сигналов, имеющих участки скачкообразного изменения [40].

Пример 2.2. Последовательность импульсов с экспоненциальным законом нарастания и скачкообразным спадом (рис. 2.2, в):

$$u(t) = \begin{cases} U_M [1 - \exp(-t/\theta)] & \text{при } 0 \leq t < T_n, \\ 0 & \text{при } t = T_n; \end{cases}$$

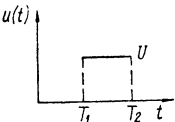
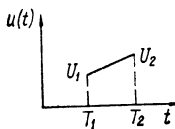
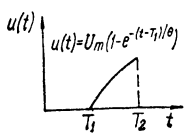
$$S(\omega) = \int_0^{T_n} U_M [1 - \exp(-t/\theta)] \exp(-j\omega t) dt;$$

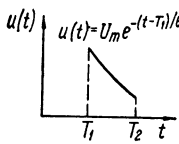
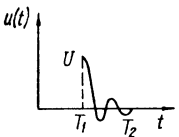
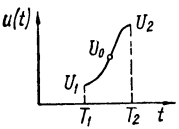
$$U_{Mk} = \frac{2}{T_n} U_M \left| \frac{1 - \exp(-j\omega_k T_n)}{j\omega_k} - \frac{1 - \exp(-1/\theta - j\omega_k T_n)}{1/\theta + j\omega_k} \right| = \\ = U_M \frac{2\theta}{T_n} \frac{1 - \exp(-T_n/\theta)}{\sqrt{1 + (k\omega_1 \theta)^2}}.$$

На рис. 2.2, а показан амплитудный спектр данного сигнала.

Используя кусочно-аналитическую аппроксимацию, по формулам (2.3) и (2.4) находим аналитические выражения для амплитудных спектров сложных составных сигналов. В табл. 2.1 приведены спектральные функции наиболее типичных участков сигналов. Линейные комбинации их определяют спектральные функции полных сигналов. При этом необходимо учитывать, что запаздыванию сигнала на t_n соответствует умножение спектральной функции на $\exp(-j\omega t_n)$.

2.1. Спектральные функции элементарных участков сложного сигнала

Вид участка сигнала	Спектральная функция
	$S(\omega) = \frac{U}{j\omega} [1 - e^{-j\omega(T_2 - T_1)}] e^{-j\omega T_1}$
	$S(\omega) = e^{-j\omega T_1} \left\{ \frac{U_1 T_2 - U_2 T_1}{T_2 - T_1} \frac{1}{j\omega} \times \right. \\ \times [1 - e^{-j\omega(T_2 - T_1)}] + \frac{U_2 - U_1}{T_2 - T_1} \frac{1}{j\omega} \times \\ \times \left[T_1 + \frac{1}{j\omega} - \left(T_2 + \frac{1}{j\omega} \right) e^{-j\omega(T_2 - T_1)} \right] \Bigg\}$
	$S(\omega) = U_M e^{-j\omega T_1} \left\{ \frac{-1 - e^{-(1/\theta + j\omega)(T_2 - T_1)}}{1/\theta + j\omega} + \right. \\ \left. + \frac{1}{j\omega} [1 - e^{-j\omega(T_2 - T_1)}] \right\}$

Вид участка сигнала	Спектральная функция
 $u(t) = U_M e^{-(t-T_1)/\theta}$	$S(\omega) = U_M e^{-j\omega T_1} \frac{1 - e^{-(1/\theta + j\omega)(T_2 - T_1)}}{1/\theta + j\omega}$
 $u(t) = U e^{-\beta(t-T_1)} \times \cos \Omega (t - T_1)$	$S(\omega) = U e^{-j\omega T_1} \frac{1}{(\beta + j\omega)^2 + \Omega^2} \times \\ \times \{ [\Omega \sin \Omega (T_2 - T_1) - (\beta + j\omega) \times \\ \times \cos \Omega (T_2 - T_1)] e^{-(\beta + j\omega)(T_2 - T_1)} + \beta + j\omega \}$
 $u(t) = U_0 - U \cos \Omega (t - T_1)$	$S(\omega) = -U e^{-j\omega T_1} \left[\frac{1}{-\omega^2 + \Omega^2} \right] \times \\ \times [j\omega e^{-j\omega T} (\Omega \sin \Omega T - j\omega \cos \Omega T)] + \\ + U_0 \frac{1}{j\omega} e^{-j\omega T_1} (1 - e^{-j\omega T}); \\ T = T_2 - T_1; U_0 = (U_2 - U_1)/2; \\ \Omega = 2\pi/2T$

Пример 2.3. Последовательность импульсов с экспоненциальным законом нарастания и колебательным спадом (рис. 2.3)

$$u(t) = \begin{cases} U_M [1 - \exp(-t/\theta)] & \text{при } 0 \leq t \leq t_n, \\ U_M [1 - \exp(-t_n/\theta) \exp[-\beta(t - t_n)] \cos \Omega(t - t_n)] & \text{при } T_1 \leq t \leq T_n; \end{cases}$$

$$S(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega),$$

где $S_1(\omega)$ и $S_2(\omega)$ берутся из табл. 2.1;

$$U_{Mk} = \frac{2}{T_n} |S(\omega)| \approx \frac{U_M [1 - \exp(-t_n/\theta)] \sqrt{\beta^2 + \omega_k^2}}{\sqrt{(\beta^2 - \omega_k^2 + \Omega^2)^2 + (2\beta\omega_k)^2}}.$$

Выполнив алгебраические преобразования, в ряде случаев удается получить компактные выражения для амплитудных спектров сигналов (табл. 2.2).

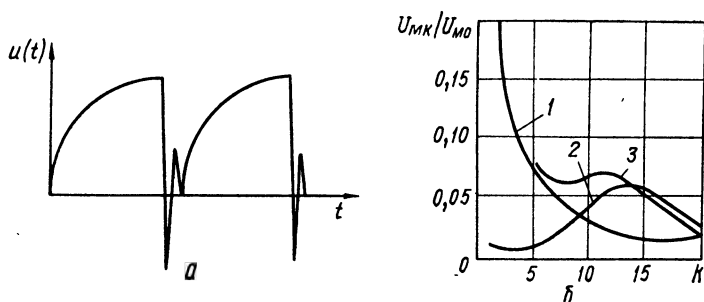
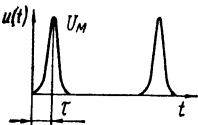
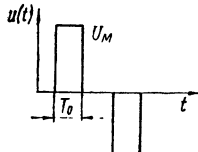


Рис. 2.3. Последовательность заряд-разрядных циклов (а) и ее амплитудный спектр (б): 1, 2 — спектр зарядного и разрядного участков; 3 — суммарного сигнала

2.2 Амплитудные спектры сигналов

Форма сигнала	Коэффициенты ряда Фурье или амплитуда гармоник
Трапецеидальная	$U_{Mk} = U_M \frac{T_0 + T_1}{T_n} \frac{ \sin x_1 }{x_1} \frac{ \sin x_2 }{x_2},$ $x_1 = k \frac{(T_0 - T_1) \pi}{2T_n}, \quad x_2 = k \frac{(T_0 + T_1) \pi}{2T_n}$
Частные случаи	$U_{Mk} = 2U_M \frac{T_0}{T_n} \frac{ \sin x }{x},$ $x = k \frac{\pi T_0}{T_n}.$
	$U_{Mk} = U_M \frac{T_0}{T_n} \frac{\sin^2 x}{x^2},$ $x = k \frac{\pi T_0}{2T_n}$
	$U_{Mk} = \frac{2U_M}{\pi} \left \frac{\cos(x/2)}{k(1 - x^2/\pi^2)} \right ,$ $x = k2\pi \frac{\tau}{T_n}; \quad k = 1, 3, 5, \dots$

Форма сигнала	Коэффициенты ряда Фурье или амплитуда гармоник
	$U_{Mk} = \frac{U_M}{\pi} \left \frac{\sin x}{k(1 - x^2/\pi^2)} \right ,$ $x = k2\pi \frac{\tau}{T_n}$
	$U_{Mk} = \frac{4U_M}{k\pi} \left \sin \left(k\pi \frac{T_0}{T_n} \right) \right ,$ $k = 1, 3, 5, \dots$

Численные методы спектрального анализа

Область применения аналитических методов нахождения спектров ограничена, главным образом, сигналами простейших форм. Для сигналов произвольной формы разработан ряд численных методов [4, 11, 15, 32]. Эффективность их использования зависит от рационального выбора числа узлов при замене непрерывного сигнала последовательностью выборочных значений.

Дискретизация сигнала и связанные с ней явления. Пусть непрерывный периодический сигнал $u(t)$ задан на интервале $(0 - T_n)$ последовательностью значений через равные промежутки времени Δt . Тогда согласно теореме Котельникова В. А.

$$\Delta t \leq 1/2f_v, \quad (2.5)$$

где f_v — верхняя граница спектра сигнала.

На период верхней гармоники должно приходиться не менее двух узлов.

Сигналы, содержащие участки скачкообразного изменения (идеализированные, подобные рис. 2.2, а, в), имеют неограниченные спектры. Реальные сигналы всегда имеют конечную длительность ($t_\Phi \neq 0$) подобных участков. Поэтому верхнюю границу их спектра оценивают обычно по формуле

$$f_v \approx 1/2t_\Phi. \quad (2.6)$$

Если выборку сигнала производят с интервалом $\Delta t' > \Delta t$, то это не означает, что оценка его спектра возможна вплоть до частоты $f'_v = 1/2\Delta t'$. Спектральные составляющие сигнала с частотами $f > f'_v$ будут влиять на точность определения гармоник с частотами $f < f'_v$. Это явление называется «просачиванием энергии» высокочастотных составляющих в низкочастотную область [32]. Для его устранения сигнал сначала подвергают фильтрации (для подавления гармоник с частотой $f > f'_v$), а затем выполняют спектральный анализ.

Быстрое преобразование Фурье. Для дискретного заданного сигнала по аналогии с выражением (2.3) вводится понятие дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$S[\omega] = \sum_{i=1}^M u(t_i) \exp(-j\omega t_i) \Delta t, \quad (2.7)$$

где $\omega = \omega_k = k2\pi/T_n$; ($k = 1, 2, \dots$); M — число узлов дискретизации; t_i — моменты отсчетов $u(t)$, $t_i = (i-1)\Delta t$; Δt — интервал дискретизации, $\Delta t = T_n/M$.

В отличие от (2.3) функция (2.7) является периодической

$$\exp(-j\omega t_i) = \cos[k(2\pi/M)(i-1)] - j \sin[k(2\pi/M)(i-1)].$$

При $k > M$ ($\omega_k > M2\pi/T_n$) значения $S[\omega]$ начинают повторяться. Более того, уже при $k > M/2$ действительная и мнимая части $S[\omega]$ с точностью до знака повторяют предыдущие значения в точках k' , симметрично расположенных по отношению к $M/2$:

если $k - M/2 = N/2 - k'$, то

$$\begin{aligned} \cos[k(2\pi/M)(i-1)] &= \cos[k'(2\pi/M)(i-1)]; \\ \sin[k(2\pi/M)(i-1)] &= -\sin[k'(2\pi/M)(i-1)]. \end{aligned}$$

Значит $\operatorname{Re} S[\omega_k] = \operatorname{Re} S[\omega_{k'}]$; $\operatorname{Im} S[\omega_k] = -\operatorname{Im} S[\omega_{k'}]$; $|S[\omega_k]| = |S[\omega_{k'}]|$.

Поэтому физическим смыслом обладают значения (2.7) в интервале от $k = 0$ до $k = M/2$ (от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{\text{в}}$). Таким образом, верхняя круговая частота $\omega_{\text{в}}$ соответствует условиям теоремы Котельникова: на период этой гармоник приходится два узла. Частота $f_{\text{в}} = 1/2\Delta t$ называется также частотой Найквиста.

Свойство периодичности функции (2.7) используют при численном нахождении ее значений. Для расчета одного значения спектральной функции требуется выполнить M операций, включающих вычисление $u(t_i)$, $\exp(-j\omega t_i)$, перемножение их и суммирование с предыдущим членом ряда. Для расчета $MN = M/2$ значений $S[\omega]$ потребовалось бы $M^2/2$ таких операций.

Если же сумму (2.7) разбить на две, причем в первой собрать нечетные, а во второй — четные члены, то каждая из них будет иметь вдвое меньший период (ибо представляет собой ДПФ некоторого нового вспомогательного сигнала с вдвое большим шагом дискретизации $2\Delta t$). Тогда число операций, необходимых для нахождения тех же MN значений $S[\omega]$, сократится почти в два раза. Действительно, суммируя отдельно нечетные и четные члены в (2.7), получаем

$$S[\omega] = \frac{1}{2} S_1[\omega] + \frac{1}{2} \exp(-j\omega \Delta t) S_2[\omega], \quad (2.8)$$

где

$$S_1[\omega] = \sum_{i=1, 3, 5, \dots}^{M/2} u(t_i) \exp(-j\omega t_i) 2\Delta t - \text{ДПФ первого вспомогательного сигнала};$$

$$S_2[\omega] = \sum_{i=2, 4, 6, \dots}^{M/2} u(t_i) \exp(-j\omega t_i) 2\Delta t - \text{ДПФ второго вспомогательного сигнала};$$

$\exp(-j\omega\Delta t)$ — множитель, отражающий запаздывание на Δt второго вспомогательного сигнала по отношению к первому.

Каждая из функций $S_1[\omega]$, $S_2[\omega]$ имеет вдвое меньший период, чем $S[\omega]$. Поэтому достаточно найти их значения на вдвое меньшем интервале $0 \leq \omega \leq \omega_B/2$, а затем по формуле (2.8) определить $S[\omega]$ во второй половине интервала, т. е. при $\omega_B/2 \leq \omega \leq \omega_B$.

Применяя этот прием к $S_1[\omega]$, $S_2[\omega]$, можно еще почти в два раза сократить число операций. Процесс прореживания исходного сигнала продолжается $\log_2 M$ раз, пока в каждой сумме останется по одному члену*. Число операций при этом уменьшится примерно в $2^{\log_2 M} M$ раз (по более точным оценкам — в $M/\log_2 M$ раз).

Указанный алгоритм вычисления ДПФ, основанный на последовательной замене суммы (2.7) несколькими вспомогательными, каждая из которых имеет меньший период по ω , а значит требует меньшего числа вычислений при разных ω , называется алгоритмом быстрого преобразования Фурье (БПФ). Одна из его разновидностей, впервые предложенная в 1965 г. Дж. Кули и Дж. Тьюки

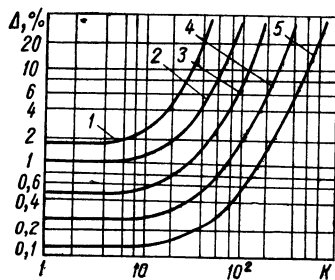


Рис. 2.4. Зависимость погрешности (Δ , %) численного спектрального анализа от номера гармоники K кривой рис. 2.2, в при количестве узлов M , равном: 1 — 2^7 , 2 — 2^8 , 3 — 2^9 , 4 — 2^{10} , 5 — 2^{11} .

[4], использована для спектрального анализа кривой напряжения на конденсаторе (прил. 1, подпрограмма *FFTRAN*).

Алгоритм БПФ обеспечивает не только резкое сокращение времени спектрального анализа сигнала на ЭВМ, но и дает более точные результаты. На рис. 2.4 показаны погрешности численного спектрального анализа, получаемые при разном числе узлов M .

Частотные характеристики конденсаторов

Для безындуктивного конденсатора (т. е. конденсатора, работающего при частотах, значительно меньших частоты собственного резонанса) частотная характеристика $\text{tg} \delta$ заключена в пределах [36]

$$\text{tg} \delta_1/k \leq \text{tg} \delta_k \leq k \text{tg} \delta_1, \quad (2.9)$$

где $\text{tg} \delta_k$, $\text{tg} \delta_1$ — тангенс угла потерь соответственно при частоте k -й и 1-й гармоник.

Частотные характеристики емкости конденсаторов (C_s) являются значительно более стабильными, чем $\text{tg} \delta$. Пренебрежение изменением C_{sk} и $\text{tg} \delta_k$ с ростом номера гармоник может приводить к значительным погрешностям в определении мощности потерь [36] (исключение составляют конденсаторы с неполярным диэлектриком, для которых C_{sk} и $\text{tg} \delta_k$ незначительно изменяются вплоть до частоты собственного резонанса).

В ТУ на конденсаторы частотные характеристики могут отсутствовать. В этих случаях целесообразно использовать частотные харак-

* Если число узлов M кратно 2. В противном случае прореживание сигнала заканчивается раньше, когда в каждой из сумм останется нечетное число членов.

характеристики диэлектрика, а влияние потерь в обкладках учесть отдельно:

$$\operatorname{tg} \delta_k \approx \operatorname{tg} \delta_{dk} + r \omega_k C_s,$$

где $\operatorname{tg} \delta_{dk}$ — тангенс угла потерь диэлектрика; r — сопротивление обкладок [36].

Для учета частотных характеристик конденсаторов при суммировании Фурье (2.2) в программу (см. прил. 1) включена подпрограмма-функция *FCTG*.

Выбор расчетного числа членов ряда

Расчетное число членов ряда (n_p) зависит от частотных характеристик конденсатора и спектра сигнала.

Падающая частотная характеристика конденсатора, т. е. $\operatorname{tg} \delta_k = \operatorname{tg} \delta_1/k$ — это предельный идеализированный случай, когда частотные свойства реального конденсатора подобны частотным свойствам из параллельно включенных идеального конденсатора C_p и сопротивления R . Тогда с учетом выражения (2.1) получаем

$$P \approx C_p \operatorname{tg} \delta_1 \omega_1 \sum_{k=1}^{n_p} U_k^2. \quad (2.10)$$

Величина n_p принимается такой, чтобы погрешность за счет отбрасывания членов с номерами $k > n_p$ не превышала 1 %. Согласно равенству Парсевала

$$\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2. \quad (2.11)$$

Можно оценить погрешность, возникающую при усечении суммы в правой части равенства (2.11). Для идеализированного сигнала (рис. 2.2, а), имеющего весьма широкий спектр, получено

$$n_p = 10/Tt_{\text{и}}. \quad (2.12)$$

При аналогичной описке сигнала, форма которого показана на рис. 2.2, в, величина $n_p = 5$.

Растущая частотная характеристика конденсатора, т. е. $\operatorname{tg} \delta_k = k \operatorname{tg} \delta_1$, соответствует предельному идеализированному случаю, когда частотные свойства реального конденсатора подобны частотным свойствам цепочки из последовательно включенных идеального конденсатора C_s и сопротивления. Тогда с учетом выражения (2.2) получим

$$P \approx C_s \operatorname{tg} \delta_1 \omega_1 \sum_{k=1}^{n_p} U_k^2 k / (1 + k^2 \operatorname{tg}^2 \delta_1). \quad (2.13)$$

Как видно из выражения (2.13), расчетное число членов ряда n_p в этом случае зависит от $\operatorname{tg} \delta_1$.

Для широкополосного сигнала (рис. 2.2, а) на рис. 2.5 показаны кривые, иллюстрирующие скорость сходимости ряда (2.13) при разных

$\text{tg} \delta_1$. Из рисунка следует, что для определения суммы ряда с погрешностью менее 10 % следует выбирать

$$n_p \approx 10/\text{tg} \delta_1. \quad (2.14)$$

При аналогичной оценке сигнала, форма которого показана на рис. 2.2, в, величина $n_p \approx 3,5/\text{tg} \delta_1$.

Постоянная частотная характеристика. Для конденсаторов с неполярным диэлектриком значения C_s и $\text{tg} \delta$ мало меняются при изменении частоты вплоть до резонансной.

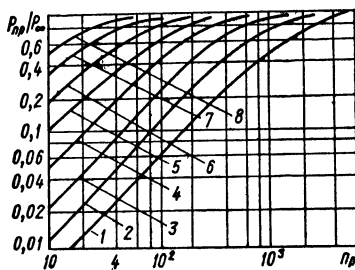


Рис. 2.5. Зависимость относительной суммы ряда для широкополосного сигнала от числа гармоник при $\text{tg} \delta_1$, равном: 1 — 0,1 %, 2 — 0,2 %, 3 — 0,4 %, 4 — 0,8 %, 5 — 1,6 %, 6 — 3,2 %, 7 — 6,4 %, 8 — 12,8 %

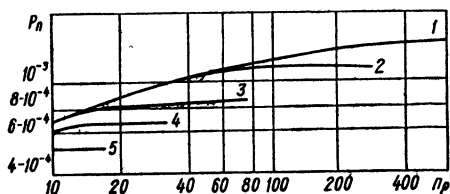


Рис. 2.6. Зависимость расчетного значения мощности потерь P_n от числа гармоник n_p в модели релаксатора $R_i C_i$ ($\text{tg} \delta_1 = 0,1$ %) при воздействии трапецидальных импульсов, относительная длительность фронтов которых t_ϕ/t_n равна: 1 — 0,1 %, 2 — 0,5 %, 3 — 2,5 %, 4 — 5 %, 5 — 10 %

С учетом (2.2) получаем

$$P \approx C_s \frac{\text{tg} \delta_1 \omega_1}{1 + \text{tg}^2 \delta_1} \sum_{k=1}^{n_p} U_{k\phi}^2. \quad (2.15)$$

Для идеализированных сигналов, содержащих участки скачкообразного изменения, амплитуды гармоник убывают обратно пропорционально k . Ряд (2.15) для таких сигналов неограниченно возрастает с ростом n_p . Поэтому в данном случае нельзя идеализировать форму сигналов, полагая равной нулю длительность отдельных быстроизменяющихся участков. Необходимо учитывать конечную длительность таких участков $t_\phi \neq 0$.

На рис. 2.6 показаны зависимости (2.15) от числа членов ряда n_p для трапецидальных импульсов с конечной длительностью фронтов. Отсюда следует, что

$$n_p \approx T/2t_\phi. \quad (2.16)$$

Соотношением (2.16) можно воспользоваться для оценки n_p произвольных сигналов. Под величиной t_ϕ при этом следует понимать длительность наиболее короткого из участков сигнала, где величина его изменяется с наибольшей скоростью.

Отметим, что при подготовке суммирования рядов необходимо проверять, не превышает ли частота верхней гармоники собственной резонансной частоты конденсатора. В противном случае слагаемые в выражении (2.2) будут лишены физического смысла, так как при частотах выше резонансной сопротивление конденсатора имеет индуктивный характер.

Последовательность расчета мощности потерь

Для расчета мощности потерь методом суммирования рядов Фурье рекомендуется программа (прил. 1—3).

Исходными данными являются: форма кривой напряжения на конденсаторе; частотные характеристики конденсатора. Исходные данные вводятся в программы *FUN* и *FCTG*.

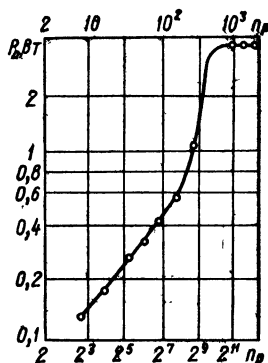
Для организации вычислений в управляющую программу необходимо ввести значение параметра k , определяющего число узлов дискретизации $M: M = 2^k$.

В соответствии с выражениями (2.5) и (2.6) параметр k нужно выбирать таким, чтобы выполнялось неравенство

$$M \geq T_{\text{п}}/t_{\text{ф}}. \quad (2.17)$$

Оценку n_p по формулам (2.12), (2.14), (2.16) выполнять необязательно.

Рис. 2.7. Зависимость расчетного значения мощности потерь P_n от числа гармоник n_p для заряд-разрядного режима работы конденсатора



Суммирование ряда Фурье (2.2) осуществляется для нескольких значений $n_p: 2, 4, 8, 16, 32, \dots, MN = M/2$. Это позволяет контролировать достаточность расчетного числа членов ряда по насыщению суммы (2.2)

Пример 2.4. Найти мощность потерь в заряд-разрядном режиме работы конденсатора (рис. 2.3, а) со следующими параметрами: $T_{\text{п}} = 20$ мс, $T_1 = 19,7$ мс; $T_2 = T_{\text{п}} - T_1 = 0,3$ мс; $\theta = 6$ мс; $\beta = 10^4$ 1/с; $\Omega = 2\pi F$; $F = 28,8$ кГц. Емкость конденсатора 1 мкФ, зарядное напряжение $U_M = 1$ кВ. Частотная характеристика задана в табличной форме.

f , кГц	0,05	0,1	0,75	1	1,5	3	7	15	50	200	700	1500	10 000
$\text{tg } \delta$, %	0,2	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	1	1,2	1,8	2,1	2,3	3,3	6,0
C , мкФ	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Выбираем число узлов $M = 2^{11} = 2048$. Тогда на период разрядного участка ($2t_{\text{ф}} = 1/F \approx 30$ мкс) при интервале дискретизации $\Delta t = T/M \approx 10$ мкс приходится более двух узлов.

Результаты расчетов и распечатки программ приведены в прил. 1—3. Проверка при $M = 2^{12}$ показала, что выбранное число узлов, определяющее и номер последней гармоники, оказалось достаточно для полного суммирования ряда Фурье (рис. 2.7).

2. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ С ПРИМЕНЕНИЕМ АНАЛИТИЧЕСКИХ МЕТОДОВ

Расчет мощности потерь аналитическими методами базируется на эквивалентной схеме конденсатора, характеризующей его свойства в широком диапазоне частот [18]. В этой схеме (рис. 2.8, а) R_0 — сопротивление резистора, учитывающее сквозную проводимость диэлектрика; C_0 — геометрическая емкость конденсатора без потерь; r — сопротивление резистора, учитывающее потери в металлических частях; L — индуктивность обкладок и выводов. Цепочки L_i , C_i , R_i моделируют различные механизмы поляризации и учитывают распределение времен релаксации. Идеальная модель конденсатора соответствует числу этих цепочек $k \rightarrow \infty$. Однако расчет на базе такой модели трудоемкий и громоздкий. С целью упрощения анализа поведения конденсатора расчетную эквивалентную схему упрощают по двум направлениям. Во-первых, с учетом ограниченности и расположения спектра несинусоидальных напряжений, действующих на конденсатор ($10^2 \dots 10^5$ Гц), пренебрегают индуктивностями цепочек L_i ввиду их малого влияния на процессы в диэлектрике в этом диапазоне час-

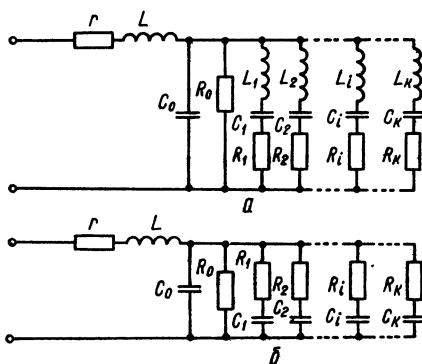


Рис. 2.8. Эквивалентная схема конденсатора для широкого диапазона частот: а — полная; б, в — упрощенные

тот. Другими словами, поляризационные процессы при их моделировании цепочками C_i , R_i соответствуют Дебаевской модели поляризации. Во-вторых, от непрерывного спектра распределения времени релаксации переходят к дискретному, т. е. предполагают, что в реальном диэлектрике имеют место релаксационные процессы с постоянными времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_i, \dots, \tau_k$, которые соответствуют конечному числу цепочек $C_1 R_1, C_2 R_2, \dots, C_i R_i, \dots, C_k R_k$, моделирующих соответствующие релаксаторы. С учетом этого эквивалентная схема конденсатора упрощается (рис. 2.8, б).

Потери, обусловленные сквозной проводимостью диэлектрика, даже для электролитических конденсаторов, обладающих наименьшим по сравнению с другими типами сопротивлением изоляции ($R_0 = 10^4 \dots 5 \times 10^6$ Ом), на 3...5 порядков ниже, чем потери в диэлектрике. Кроме того, расчет потерь проводимости не представляет трудно-

сти и при необходимости легко может быть произведен. В большинстве случаев потерями сквозной проводимости можно пренебречь.

Потери в металлических частях конденсатора в реальном диапазоне частот обычно невелики (до 10 % от потерь в диэлектрике). При необходимости эти потери сравнительно просто рассчитываются. Кроме того, необходимо иметь в виду, что этот вид потерь учитывается интегрально вместе с диэлектрическими потерями в том случае, когда параметры релаксаторов определяются по частотным характеристикам конденсатора, а не диэлектрика.

Таким образом, основной вклад в суммарные потери вносят релаксационные потери в диэлектрике. В этом случае эквивалентная схема конденсатора представляет собой набор конечного числа (обычно 3...6) параллельно включенных цепочек $C_i R_i$, каждая из которых моделирует единичный релаксатор с постоянной времени релаксации $\tau_i = C_i R_i$ (рис. 2.8, в).

При использовании аналитических методов и при известных параметрах всех k ветвей эквивалентной схемы задача расчета сводится к расчету потери в i -м релаксаторе: рассчитывается средняя мощность потерь за период повторения несинусоидального напряжения P_{ni} .

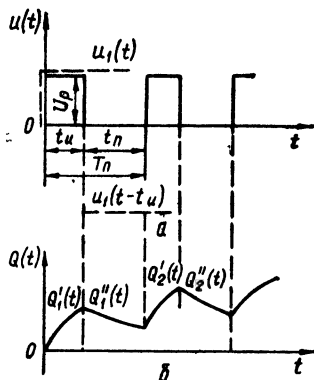


Рис. 2.9. Временная диаграмма прямоугольных импульсов (а) и характер изменения заряда на конденсаторе C_i (б)

Общая мощность релаксационных потерь всей модели конденсатора на последнем этапе находится суммированием потерь во всех релаксаторах:

$$P_n = \sum_{i=1}^k P_{ni}. \quad (2.18)$$

Рассмотрим методы расчета мощности потерь в установившемся режиме на примере простейшего несинусоидального напряжения — последовательности идеальных прямоугольных импульсов размахом U_p , периодом повторения T_n и длительностью t_n (рис. 2.9, а).

Метод расчета с использованием переходной функции конденсатора

Действующее на релаксатор $C_i R_i$ напряжение (рис. 2.9, а)

$$u(t) = \begin{cases} U_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_n; \\ 0 & \text{при } t_n \leq t \leq T_n. \end{cases} \quad (2.19)$$

Представим это напряжение в виде алгебраической суммы двух смещенных во времени перепадов напряжения (штриховая линия на рис. 2.9, а)

$$u(t) = u_1(t) - u_1(t - t_n), \quad (2.20)$$

где $u_1(t) = U_p$ при $0 \leq t \leq \infty$; $u_1(t - t_n) = U_p$ при $t_n \leq t \leq \infty$.

При таком представлении напряжения запасаемый в конденсаторе C_i заряд $Q'_1(t)$ во время действия первого перепада напряжения (рис. 2.9, б) определится произведением

$$Q'_1(t) = U_p C_i [1 - A(t)] = U_p C_i [1 - \exp(-t/\tau_i)], \quad (2.21)$$

где $A(t) = \exp(-t/\tau_i)$ — переходная функция единичного релаксатора, $C_i R_i$, изменяющаяся в пределах от $A(0) = 1$ до $A(\infty) = 0$; $\tau_i = R_i C_i$ — постоянная времени релаксатора.

Аналогично определяется отдаваемый конденсатором заряд $Q''_1(t)$ во время паузы между первым и вторым импульсами, как реакция цепи на второй перепад напряжения:

$$Q''_1(t) = U_p C_i \{1 - \exp[-(t - t_n)/\tau_i]\}.$$

Резльтирующий заряд за первый период повторения в соответствии с выражением (2.20)

$$Q_1(t) = Q'_1(t) - Q''_1(t) = U_p C_i (\exp t_n/\tau_i - 1) \exp(-t/\tau_i) = \quad (2.22) \\ = Q_M \exp(-t/\tau_i),$$

где введено обозначение

$$Q_M = U_p C_i (\exp t_n/\tau_i - 1). \quad (2.23)$$

Закон изменения заряда в установившемся режиме найдем, воспользовавшись принципом суперпозиции, в соответствии с которым заряд при действии $(n+1)$ -го импульса ищем в виде суммы слагаемых, каждое из которых определяется действием отдельных импульсов напряжения (от 1-го до n -го) плюс заряд от действия первого перепада $(n+1)$ -го импульса. Так, результирующий заряд в первом периоде повторения определяется формулой (2.22). Для нахождения результирующего заряда во втором периоде повторения надо учесть сдвиг по времени на величину периода повторения T_n и в формулу (2.22) вместо t ввести время $(t - T_n)$ и т. д. Заряд же от действия первого перепада $(n+1)$ -го импульса $Q'_{n+1}(t)$ определится формулой (2.21) подстановкой в нее времени $(t - nT_n)$.

Таким образом, закон изменения заряда при действии $(n+1)$ -го импульса в интервале времени $nT_n \leq t \leq nT_n + t_n$

$$Q_n(t) = Q_M \frac{\exp(nT_n/\tau_i) - 1}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} \exp(-t/\tau_i) + \\ + U_p C_i \left[1 - \exp\left(-\frac{t - nT_n}{\tau_i}\right) \right].$$

Если в последнем выражении текущее время t , отсчитываемое от начала первого импульса, заменить временем $t' = t - nT_n$, отсчитываемым от начала $(n+1)$ -го импульса, и устремить $n \rightarrow \infty$, что соответствует установившемуся импульсному режиму, то получим уравнение, описывающее закон нарастания заряда во время действия импульса напряжения в установившемся режиме:

$$Q_n(t') = U_p C_i - U_p C_i \frac{1 - \exp[-(T_n - t_n)/\tau_i]}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} \exp(-t'/\tau_i). \quad (2.24)$$

Принципиально аналогично, но только суммируя результирующие заряды от действия $(n + 1)$ импульсов напряжения, найдем закон уменьшения заряда в паузе между импульсами в установившемся режиме

$$Q_n(t') = U_p C_i \frac{1 - \exp(-t_n/\tau_i)}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} \exp\left(-\frac{t' - t_n}{\tau_i}\right). \quad (2.25)$$

При известных законах изменения заряда в пределах периода повторения в установившемся режиме среднюю за период повторения мощность потерь в i -м релаксаторе можно найти по формуле

$$P_{ni} = \frac{1}{T_n} \left\{ \int_0^{t_n} R_i [dQ_n(t')/dt']^2 dt' + \int_{t_n}^{T_n} R_i [dQ_n(t')/dt']^2 dt' \right\}. \quad (2.26)$$

То же самое значение P_{ni} , но при меньшем объеме вычислений (в чем нетрудно убедиться), получим, воспользовавшись формулой

$$P_{ni} = \frac{1}{T_n} \int_0^{t_n} u(t) [dQ_n(t')/dt']^2 dt', \quad (2.27)$$

где $u(t)$ — закон изменения напряжения во время действия импульса, определяемый из выражения (2.19). Подставив в формулу (2.27) значение $u(t) = U_p$ и производную от $Q_n(t')$, после несложных преобразований получаем

$$\begin{aligned} P_{ni} &= \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \frac{\{1 - \exp[-(T_n - t_n)/\tau_i]\} [1 - \exp(-t_n/\tau_i)]}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} = \\ &= \frac{U_p^2 C_i}{T_n} N_{i1}. \end{aligned} \quad (2.28)$$

В выражении (2.28)

$$N_{i1} = \frac{\{1 - \exp[-(T_n - t_n)/\tau_i]\} [1 - \exp(-t_n/\tau_i)]}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)}$$

— безразмерный коэффициент, характеризующий потери в i -м релаксаторе при данной форме импульсного напряжения в установившемся режиме. Максимальное значение этого коэффициента в зависимости от скважности следования импульсов $q = T/t_n$ можно найти исследованием функции $N_{i1} = f(q)$ на экстремум. Полагая $T_n = \text{const}$, найдем t_n , при котором N_{i1} будет максимальным. Дифференцируя

$$\frac{dN_{i1}}{dt_n} = \frac{\exp(-t_n/\tau_i) - \exp[-(T_n - t_n)/\tau_i]}{\tau_i [1 - \exp(-T_n/\tau_i)]}$$

и приравнявая производную нулю, получаем равенство

$$\exp(-T_n/\tau_i) = \exp(-2t_n/\tau_i),$$

откуда максимум функции N_{i1} будет при $T_n = 2t_n$, т. е. при скважности $q = 2$:

$$N_{i1 \text{ макс}} = [1 - \exp(-t_n/\tau_i)]/[1 + \exp(-t_n/\tau_i)].$$

В тех случаях, когда форма импульса напряжения более сложна, которую нельзя представить суммой конечного числа перепадов, для нахождения реакции релаксатора на такое напряжение необходимо применить интеграл свертки.

Метод на основе интегрирования дифференциального уравнения модели релаксатора

Напряжение, прикладываемое к модели релаксатора $u(t)$, складывается из напряжений на активном резисторе R_i и на конденсаторе C_i , т. е.

$$u(t) = u_R(t) + u_C(t). \quad (2.29)$$

Известно, что $u_R(t) = R_i dQ(t)/dt$; $u_C(t) = Q(t)/C_i$, где $Q(t)$ — заряд, накапливаемый на конденсаторе C_i . Подставляя значения $u_R(t)$ и $u_C(t)$ в выражение (2.29), получаем дифференциальное уравнение, описывающее процессы в модели релаксатора $C_i R_i$,

$$R_i dQ(t)/dt + Q(t)/C_i = u(t) \text{ или } dQ(t)/dt + Q(t)/\tau_i = u(t)/R_i. \quad (2.30)$$

Интегрирование уравнения (2.30) при заданном $u(t)$ дает закон изменения запасаемого заряда $Q(t)$, который в свою очередь позволяет рассчитать мощность потерь по формуле (2.26) или (2.27).

Рассчитываем запасаемый заряд и мощность потерь интегрированием уравнения (2.30) для случая прямоугольного импульсного напряжения (рис. 2.9, а). Решение уравнения (2.30) следует производить для двух временных интервалов:

во время действия импульса напряжения ($0 \leq t \leq t_n$)

$$Q_n(t) = U_p C_i + A \exp(-t/\tau_i); \quad (2.31)$$

во время паузы ($0 \leq t \leq t_n$)

$$Q_n(t) = B \exp(-t/\tau_i). \quad (2.32)$$

Для определения постоянных интегрирования A и B воспользуемся двумя условиями:

непрерывности кривой $Q(t)$, из которого следует равенство зарядов на границе интервалов $Q_n(t_n) = Q_n(0)$;

установившегося импульсного режима, или условием периодичности процесса $Q(t) = Q(t + T_n)$. В конкретном случае это условие означает равенство $Q_n(0) = Q_n(t_n)$.

С учетом этих условий составляется система из двух уравнений для определения A и B . Решая эту систему и подставляя значения A и B в выражения (2.31) и (2.32), получаем:

закон нарастания заряда на конденсаторе C_i во время действия импульса напряжения (интервал $0 < t \leq t_n$)

$$Q_n(t) = U_p C_i \frac{1 - \exp(-t_n/\tau_i)}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} \exp(-t/\tau_i); \quad (2.33)$$

закон убывания заряда в паузе между импульсами (интервал $0 \leq t \leq t_n$)

$$Q_n(t) = U_p C_i \frac{1 - \exp(-t_n/\tau_i)}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} \exp(-t/\tau_i). \quad (2.34)$$

По формулам (2.26) и (2.27) рассчитывается мощность потерь для конкретного $u(t)$ (рис. 2.9, а).

Метод с использованием операционного исчисления

Так же, как и в методе с использованием переходной функции, каждый импульс последовательности (рис. 2.9, а) представляем алгебраической суммой двух одинаковых по величине перепадов напряжения $u_1(t)$ и $u_1(t - t_n)$, сдвинутых во времени [выражение (2.20)]. Изображение первого перепада

$$U_1'(p) = U_p / (p).$$

На основании теоремы запаздывания изображение второго перепада, сдвинутого во времени на t_n , можно найти по формуле

$$U_1''(p) = U_1'(p) \exp(-pt_n) = U_p / p \exp(-pt_n).$$

По завершении первого периода повторения снова действует перепад величиной U_p , сдвинутый во времени на T_n и т. д. Следовательно, изображение действующего на релаксатор напряжения для любого момента времени (интервал $0 \leq t \leq \infty$) на основании той же теоремы запаздывания можно представить выражением

$$U(p) = (U_p / p) [1 - \exp(-pt_n)] / [1 - \exp(-pT_n)]. \quad (2.35)$$

Изображение тока, протекающего через цепь $C_i R_i$, связано с изображением напряжения передаточной функцией цепи $K(p) = pC_i / (1 + p\tau_i)$, которая является проводимостью этой цепи в операторной форме, т. е.

$$I(p) = U(p) K(p) = \frac{U_p C_i}{1 + p\tau_i} \frac{1 - \exp(-pt_n)}{1 - \exp(-pT_n)}. \quad (2.36)$$

Оригинал тока можно найти по формуле обратного преобразования Лапласа (интеграл Бромвича). В теории линейных электрических цепей при анализе переходных процессов [31] в качестве удобного математического приема принимают деление токов переходного процесса на сумму свободных и принужденных токов:

$$i(t) = i_{св}(t) + i_{пр}(t), \quad (2.37)$$

причем принужденные токи являются токами установившегося режима. Интересующий нас ток установившегося процесса

$$i_{пр}(t) = i(t) - i_{св}(t). \quad (2.38)$$

Оригинал свободного тока $i_{св}(t)$, согласно выражению (2.36), находим как вычет относительно полюса передаточной функции $p_1 = -1/\tau_i$:

$$i_{св}(t) = \text{Res}[I(p) \exp(pt)]_{p_1} = \frac{U_p}{R_i} \frac{1 - \exp t_n/\tau_i}{1 - \exp T_n/\tau_i} \exp(-t/\tau_i). \quad (2.39)$$

Полный же ток цепи $i(t)$ во время действия первого импульса последовательности найдем как результат воздействия только напряжения

$$u_1(t) = U_p = L^{-1} \{U_p/p\}$$

в виде вычета выражения

$$i(t) = \text{Res} [U_p C_i / (1 + p\tau_i) \exp(pt)]_{p_i} = U_p / R_i \exp(-t/\tau_i). \quad (2.40)$$

Тогда ток установившегося процесса находим, суммируя алгебраически выражения (2.39) и (2.40):

$$i_{\text{пр}}(t) = \frac{U_p}{R_i} \frac{\exp T_n/\tau_i - \exp t_n/\tau_i}{\exp T_n/\tau_i - 1} \exp(-t/\tau_i). \quad (2.41)$$

Сравнивая описанные аналитические методы расчета потерь в установившемся импульсном режиме, можно сделать следующее заключение. Как метод с использованием переходной функции, так и операторный метод требуют представления действующего на релак-

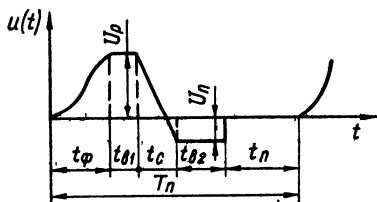


Рис. 2.10. Временная диаграмма напряжения на коммутирующем конденсаторе тиристорного преобразователя

сатор напряжения $u(t)$ суммой элементарных функций (перепадов, линейных функций, синусоид, экспонент). При этом очень сложные формы импульсного напряжения трудно представить суммой простых функций, в этом — недостаток данных методов. Метод, основанный на интегрировании дифференциального уравнения, требует только функционального описания закона изменения $u(t)$ на отдельных временных интервалах импульса, в чем его преимущество.

Пример 2.5. Рассчитать мощность потерь в коммутирующем конденсаторе тиристорного преобразователя, на который действует напряжение довольно сложной формы, изображенное на рис. 2.10. Воспользуемся методом, основанным на решении дифференциального уравнения модели релаксатора.

Закон изменения напряжения на отдельных временных интервалах действующего на релаксатор импульса можно записать в виде

$$u(t) = \begin{cases} U_p/2 [1 - (\cos \pi/t_\phi)t] & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi; \\ U_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\delta 1}; \\ U_p - [(U_p + U_n)/t_c]t & \text{при } 0 \leq t \leq t_c; \\ -U_n & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\delta 2}; \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n. \end{cases} \quad (2.42)$$

Подставляя в уравнение (2.30) напряжения на отдельных временных интервалах импульса из (2.42), находим решения этого уравнения:

для интервала $0 \leq t \leq t_\phi$

$$Q_1(t) = \frac{U_p C_i}{2} \frac{U_p C_i t_\phi^2}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \cos \frac{\pi}{t_\phi} t - \frac{U_p C_i t_\phi \tau_i}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \sin \frac{\pi}{t_\phi} t + Q_\phi \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right); \quad (2.43)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{B1}$

$$Q_2(t) = U_p C_i + Q_{B1} \exp(-t/\tau_i); \quad (2.44)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_c$

$$Q_3(t) = U_p C_i - [(U_p + U_n)/t_c] (t - \tau_i) + Q_c \exp(-t/\tau_i); \quad (2.45)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{B2}$

$$Q_4(t) = -U_n C_i + Q_{B2} \exp(-t/\tau_i); \quad (2.46)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_n$

$$Q_5(t) = Q_n \exp(-t/\tau_i). \quad (2.47)$$

Для определения постоянных интегрирования Q_ϕ , Q_{B1} , Q_c , Q_{B2} , Q_n составляем систему уравнений на основе непрерывности кривой заряда, т. е. равенства зарядов на границах временных интервалов, и условия установившегося режима:

$$\begin{cases} Q_1(0) = Q_5(t_n); \\ Q_1(t_\phi) = Q_2(0); \\ Q_2(t_{B1}) = Q_3(0); \\ Q_3(t_c) = Q_4(0); \\ Q_4(t_{B2}) = Q_5(0). \end{cases} \quad (2.48)$$

Решая систему (2.48), получаем значения постоянных интегрирования Q_ϕ , Q_{B1} , Q_c , Q_{B2} , Q_n .

Мощность потерь в i -м релаксаторе определяется по формуле

$$P_{pi} = \frac{1}{T_n} \left[\int_0^{t_\phi} u_1(t) \frac{dQ_1(t)}{dt} dt + \int_0^{t_{B1}} u_2(t) \frac{dQ_2(t)}{dt} dt + \int_0^{t_c} u_3(t) \frac{dQ_3(t)}{dt} dt + \int_0^{t_{B2}} u_4(t) \frac{dQ_4(t)}{dt} dt \right], \quad (2.49)$$

где $u_1(t) \dots u_4(t)$ — изменения напряжения на отдельных временных интервалах импульса, определяемые из выражений (2.42); $dQ_1(t)/dt \dots dQ_4(t)/dt$ — изменения тока во время действия соответствующего участка импульса, определяемые дифференцированием соответственно выражений (2.43) — (2.47).

По формуле (2.49) окончательно получаем

$$\begin{aligned}
 P_{\text{пл}} = & \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \left\{ \frac{\tau_i}{t_c} \left(1 + \frac{U_n}{U_p} \right)^2 + \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} \times \right. \\
 & \times \frac{[1 + \exp(-t_\phi/\tau_i)] \{1 + \exp[-(T_n - t_\phi)/\tau_i]\}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} - \frac{\tau_i (\pi^2 \tau_i^2)}{2 t_c (t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \times \\
 & \times \frac{[1 + \exp(-t_\phi/\tau_i)] [1 - \exp(-t_c/\tau_i)] \{ \exp(-t_{B1}/\tau_i) + \exp[-(t_{B2} + t_n)/\tau_i] \}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} - \\
 & - \frac{U_n \tau_i}{U_p t_c} \frac{[1 - \exp(-t_c/\tau_i)] \{ \exp[-(t_\phi + t_{B1} + t_{B2}/\tau_i)] + \exp(-t_{B2}/\tau_i) \}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} \times \\
 & \times (1 + U_n/U_p) + \frac{U_n}{U_p} \frac{\pi^2 \tau_i^2}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \times \\
 & \times \frac{[1 + \exp(-t_\phi/\tau_i)] \{ \exp[-(t_{B1} + t_c + t_{B2})/\tau_i] + \exp(-t_n/\tau_i) \}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} - \\
 & - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \frac{[1 - \exp(-t_c/\tau_i)] \{1 - \exp[-(T_n - t_c)/\tau_i]\}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} \left(1 + \frac{U_n}{U_p} \right)^2 + \\
 & + \frac{U_p^2}{U^2} \frac{1 + \exp(-T_n/\tau_i)}{2[1 - \exp(-T_n/\tau_i)]} + \frac{\pi^2 \tau_i t_\phi}{8(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \left. \right\} = \frac{U_p^2 C_i}{T_n} N_{11}. \quad (2.50)
 \end{aligned}$$

Задавая соответствующие упрощающие предположения, например, $t_n = 0$ или $t_{B1} = 0$ и $t_n = 0$ и так далее, можно получить формулы для ряда частных случаев.

Полагая $U_n = 0$ и $t_{B2} = 0$, получаем формулу мощности потерь в i -м релаксаторе для трапецеидального импульса с косинусоидальным фронтом и линейным спадом, изображенным на рис. 2.11,

$$\begin{aligned}
 P_{\text{пл}} = & \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \left\{ \frac{\tau_i}{t_c} - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \frac{[1 - \exp(-t_c/\tau_i)] \{1 - \exp[-(T_n - t_c)/\tau_i]\}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} - \right. \\
 & - \frac{\tau_i (\pi^2 \tau_i^2)}{2 t_c (t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \times \\
 & \times \frac{[1 + \exp(-t_\phi/\tau_i)] [1 - \exp(-t_c/\tau_i)] [\exp(-t_B/\tau_i) + \exp(-t_n/\tau_i)]}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} + \\
 & + \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} \frac{[1 + \exp(-t_\phi/\tau_i)] \{1 + \exp[-(T_n - t_\phi)/\tau_i]\}}{1 - \exp(-T_n/\tau_i)} + \\
 & \left. + \frac{\pi^2 \tau_i t_\phi}{8(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \right\}. \quad (2.51)
 \end{aligned}$$

Выражение (2.51) в предположении $t_\phi = 0$ и $t_c = 0$ преобразуется в формулу (2.28) для идеального прямоугольного импульса.

Пример 2.6. Рассчитать мощность потерь при действии на конденсатор трапецеидального импульса (рис. 2.12) с косинусоидальным законом изменения напряжения на фронте и спаде импульса в предположении $t_\phi = t_c$ и $t_b = t_n$. Для этой цели воспользуемся операторным методом.

Из рис. 2.12 видно, что последовательность трапецеидальных импульсов $u(t)$ получается наложением и периодическим повторением четырех косинусоидальных напряжений $u_1(t) \dots u_4(t)$ (штриховые линии), т. е.

$$u(t) = u_1(t) + u_2(t) - u_3(t) - u_4(t), \quad (2.52)$$

где $u_1(t) = (U_p/2) [1 - \cos(\pi/t_\phi) t]$; $u_2(t) = (U_p/2) [1 - \cos(\pi/t_\phi) \times (t - t_\phi)]$; $u_3(t) = (U_p/2) [1 - \cos(\pi/t_\phi) (t - t_\phi - t_b)]$; $u_4(t) = (U_p/2) \times [1 - \cos(\pi/t_\phi) (t - t_n)]$.

Применив теорему запаздывания, найдем изображение первого импульса по Лапласу с учетом выражения (2.52)

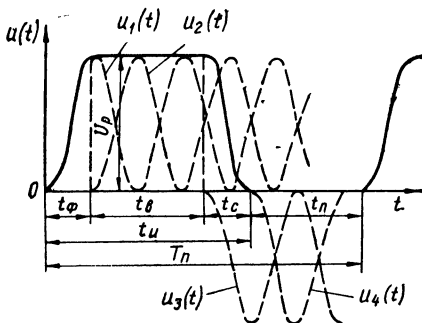
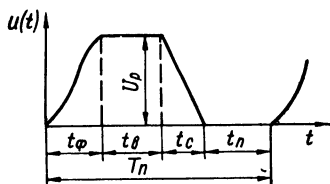


Рис. 2.11. Временная диаграмма напряжения на конденсаторе тиристорного преобразователя

Рис. 2.12. Форма напряжения на коммутующем конденсаторе и представление сложной формы суммой элементарных функций

$$u_1(p) = U_p \pi^2 / 2p (\pi^2 + p^2 t_\phi^2) \{ 1 + \exp(-pt_\phi) - \exp[-p(t_\phi + t_b)] - \exp(-pt_n) \}.$$

Изображение же всей последовательности трапецеидальных импульсов в интервале времени $0 \leq t \leq \infty$

$$U(p) = \frac{U_p \pi^2}{2p (\pi^2 + p^2 t_\phi^2)} \frac{1 + \exp(-pt_\phi)}{1 + \exp(-pT_n/2)}.$$

Изображение тока с учетом передаточной функции цепи $C_i R_i$

$$I(p) = \frac{U_p \pi^2 C_i}{2(1 + p\tau_i) (\pi^2 + p^2 t_\phi^2)} \frac{1 + \exp(-pt_\phi)}{1 + \exp(-pT_n/2)}.$$

Оригинал свободного тока ищем как вычет функции $I(p) \exp(pf)$ относительно полюса передаточной функции цепи $p_1 = -1/\tau_i$:

$$i_{\text{св}}(t) = \text{Res} [I(p) \exp(pt)]_{p_1} = \frac{U_p C_i \pi^2 \tau_i}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \times \\ \times \frac{1 + \exp t_\phi / \tau_i}{1 + \exp T_n / 2\tau_i} \exp\left(\frac{t}{\tau_i}\right). \quad (2.53)$$

Оригиналы полных токов цепи необходимо рассчитать отдельно для фронта, вершины и спада первого импульса. Причем полный ток во время действия фронта первого импульса находится как результат воздействия только напряжения $u_1(t)$ в виде суммы вычетов выражения относительно полюсов $p_1 = -1/\tau_i$, $p_{2,3} = \pm j\pi/t_\phi$:

$$i'(t) = \sum_{p_1, p_{2,3}} \text{Res} \left[\frac{U_p C_i \pi^2}{2(1 + p\tau_i)(\pi^2 + p^2 t_\phi^2)} \exp(pt) \right] = \\ = U_p C_i \pi / 2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2) \{t_\phi \sin(\pi/t_\phi)t + \pi\tau_i [\exp(-t/\tau_i) - \cos(\pi/t_\phi)t]\}. \quad (2.54)$$

Полный ток при действии вершины первого импульса находится аналогично, только необходимо учитывать действие суммы напряжений $u_1(t) + u_2(t)$:

$$i''(t) = \sum_{p_1, p_{2,3}} \text{Res} \left[\frac{U_p C_i \pi^2 [1 + \exp(-pt_\phi)]}{2(1 + p\tau_i)(\pi^2 + p^2 t_\phi^2)} \exp(pt) \right] = \\ = \frac{U_p C_i \pi^2 \tau_i [1 + \exp(t_\phi/\tau_i)]}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right). \quad (2.55)$$

При нахождении полного тока во время действия спада импульса учитывается действие на релаксатор алгебраической суммы напряжений $u_1(t) + u_2(t) - u_3(t)$:

$$i'''(t) = \sum_{p_1, p_{2,3}} \left\{ \frac{U_p C_i \pi^2 [1 + \exp(-pt_\phi) - \exp(-pT_n/2)]}{2(1 + p\tau_i)(\pi^2 + p^2 t_\phi^2)} \exp(pt) \right\} = \\ = \frac{U_p C_i \pi^2 \tau_i}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} [1 + \exp(t_\phi/\tau_i) - \exp(T_n/2\tau_i)] \exp(-t/\tau_i) - \\ - \frac{U_p C_i \pi}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} [t_\phi \sin \pi/t_\phi (t - T_n/2) - \pi\tau_i \cos \pi/t_\phi (t - T_n/2)]. \quad (2.56)$$

Необходимые для интегрирования токи установившегося процесса на отдельных временных интервалах импульса в соответствии с формулой (2.38) определяются алгебраическим суммированием выражений (2.54) и (2.53) для интервала времени $0 \leq t \leq t_\phi$:

$$i'_{\text{нр}}(t) = i'(t) - i_{\text{св}}(t); \quad (2.57)$$

(2.55) и (2.53) для интервала $t_\phi \leq t \leq t_\phi + t_n$:

$$i''_{\text{нр}}(t) = i''(t) + i_{\text{св}}(t); \quad (2.58)$$

(2.56) и (2.53) для интервала $t_\phi + t_b < t < t_n$:

$$i_{np}'''(t) = i'''(t) - i_{cb}''(t). \quad (2.59)$$

Мощность потерь вычисляется по формуле

$$P_{nt} = \frac{1}{T_n} \left[\int_0^{t_\phi} u'(t) i_{np}'(t) dt + \int_{t_\phi}^{t_\phi + t_b} u''(t) i_{np}''(t) dt + \right. \\ \left. + \int_{t_\phi + t_b}^{t_n} u'''(t) i_{np}'''(t) dt \right], \quad (2.60)$$

где $u'(t)$, $u''(t)$ и $u'''(t)$ — изменения напряжения во время действия фронта, вершины и спада импульса:

$$u'(t) = U_p/2 (1 - \cos \pi t/t_\phi); \quad u''(t) = U_p; \\ u'''(t) = U_p - U_p/2 [1 - \cos \pi(t - t_\phi - t_b)/t_\phi];$$

$i_{np}'(t)$, $i_{np}''(t)$, $i_{np}'''(t)$ — токи установившегося процесса, определяемые выражениями (2.57), (2.58) и (2.59) соответственно.

Интегрируя формулу (2.60) и производя элементарные преобразования, окончательно получаем

$$P_{nt} = \frac{U_p^2 C_t}{T_n} \left[\frac{(\pi^2 \tau_t^2)^2 (\exp t_\phi/\tau_t + 1) [\exp (t_b/\tau_t) + 1]}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_t^2)^2 [\exp (T_n/2\tau_t) + 1]} + \right. \\ \left. + \frac{\pi^2 \tau_t t_\phi}{4(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_t^2)} \right] = \frac{U_p^2 C_t}{T_n} N_{t1}. \quad (2.61)$$

Если предположить, что воздействующие импульсы напряжения имеют идеальную прямоугольную форму ($t_\phi = t_c = 0$), то выражение (2.61) преобразуется в формулу (2.28), что в известной степени является проверкой полученного соотношения (2.61).

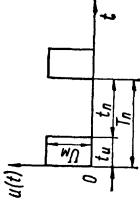
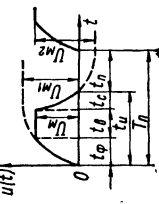
Рассмотрим еще один способ проверки. Формула (2.61) справедлива для импульса, который в соответствии с (2.58) представляется суммой четырех гармонических колебаний, сдвинутых во времени и имеющих одинаковые частоты $\omega = \pi/t_\phi$ и амплитуды $U_M = U_p/2$. Если в таком импульсе длительности вершины и паузы принять равными нулю ($t_b = t_n = 0$), то он вырождается в чисто гармоническое колебание. У такого импульса $t_n = 2t_\phi$ и $T_n = 2t_\phi$. Подставив значение T_n и $t_b = t_n = 0$ в формулу (2.61), получим

$$P_{nt} = U_p^2 C_t \pi^2 \tau_t / 8 (t_\phi^2 + \pi^2 \tau_t^2). \quad (2.62)$$

Если теперь в формулу (2.62) подставить значения t_ϕ , выраженное через круговую частоту ω исходного гармонического колебания $t_\phi = \pi/\omega$, и $\omega \tau_t$, выраженное через $\text{tg } \delta$ для последовательной схемы $C_t R_t$, то окончательно получим

$$P_{nt} = U_p^2 C_t \omega \text{tg } \delta / 8 (1 + \text{tg}^2 \delta) = U_{\phi\phi}^2 C_t \omega \text{tg } \delta / 4 (1 + \text{tg}^2 \delta). \quad (2.63)$$

2.3. Формулы $N_{\Gamma 1}$ для разных форм импульсного напряжения в установившемся режиме

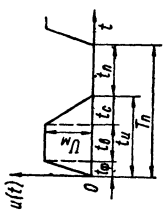
№ п/п	Временная диаграмма и закон изменения напряжения	Формула коэффициента $N_{\Gamma 1}$
1	 $u(t) = \begin{cases} U_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$N_{\Gamma 1} = \frac{\left(\exp \frac{T_n - t_n}{\tau_i} - 1 \right) \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} - 1 \right)}{\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1}$
2	 $u(t) = \begin{cases} U_{M1} \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\Delta_1} \right) \right] & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \\ U_M - U_{M2} \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\Delta_2} \right) \right] & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$N_{\Gamma 1} = \frac{\tau_i}{1 - \exp \left(-\frac{t_\phi}{\Delta_1} \right)} \left\{ \frac{\exp \frac{T_n}{\tau_i} - \exp \left(-\frac{t_\phi}{\Delta_1} \right) \exp \frac{t_\phi}{\tau_i}}{(\tau_i - \Delta_1) \left[1 - \exp \left(-\frac{t_\phi}{\Delta_1} \right) \right] \left[\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right]} + \right. \\ \left. + \frac{\exp \frac{t_n}{\tau_i} \exp \left(-\frac{t_c}{\Delta_1} \right) - \exp \frac{t_n - t_c}{\tau_i}}{(\tau_i - \Delta_2) \left[\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{t_c}{\Delta_2} \right) \right]} \right\} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{t_\phi}{\tau_i} \right) - \right. \\ \left. - \frac{\Delta_1}{\tau_i + \Delta_1} \left[1 - \exp \left(-\frac{t_\phi}{\tau_i} \right) \exp \left(-\frac{t_\phi}{\Delta_1} \right) \right] \right\} - \frac{\Delta_1}{2(\tau_i - \Delta_1)} +$

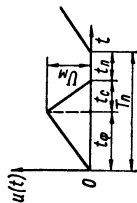
где

$$U_{M1} = \frac{U_M}{1 - \exp\left(-\frac{t_\Phi}{\Delta_1}\right)};$$

$$U_{M2} = \frac{U_M}{1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right)}$$

$$\begin{aligned} & + \tau_i \left[\exp\left(-\frac{t_\Phi}{\tau_i}\right) - \exp\left(-\frac{t_n - t_c}{\tau_i}\right) \right] \times \\ & \times \left\{ \frac{\exp \frac{T_n}{\tau_i} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\Phi}{\Delta_1}\right) \exp\left(-\frac{t_\Phi}{\tau_i}\right) \right]}{(\tau_i - \Delta_1) \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\Phi}{\Delta_1}\right) \right] \left[\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right]} + \right. \\ & + \frac{\exp \frac{t_n}{\tau_i} \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right) - \exp \frac{t_n - t_c}{\tau_i}}{(\tau_i - \Delta_2) \left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right) \right] \left[\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right]} \left. \right\} + \\ & + \frac{\tau_i}{1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right)} \left\{ \frac{\exp \frac{T_n}{\tau_i} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\Phi}{\Delta_1}\right) \exp \frac{t_\Phi}{\tau_i} \right]}{(\tau_i - \Delta_1) \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\Phi}{\Delta_1}\right) \right] \left[\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right]} + \right. \\ & + \frac{\exp \frac{t_n}{\tau_i} \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right) - \exp \frac{t_n - t_c}{\tau_i} \exp \frac{T_n}{\tau_i}}{(\tau_i - \Delta_2) \left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right) \right] \left[\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right]} \left. \right\} \times \\ & \times \left\{ \exp\left(-\frac{t_c}{\Delta_2}\right) \left[\exp\left(-\frac{t_n}{\tau_i}\right) - \exp\left(-\frac{t_n - t_c}{\tau_i}\right) \right] - \right. \end{aligned}$$

№ п/п	Временная диаграмма и закон изменения напряжения	Формула коэффициента N_{t1}
		$ \begin{aligned} & - \frac{\Delta_2}{\tau_i + \Delta_2} \exp \frac{t_n - t_c}{\Delta_2} \left[\exp \left(-\frac{t_n}{\Delta_2} \right) \exp \left(-\frac{t_n}{\tau_i} \right) - \right. \\ & \left. - \exp \left(-\frac{t_n - t_c}{\Delta_2} \right) \exp \left(-\frac{t_n - t_c}{\tau_i} \right) \right] + \frac{\Delta_2}{2(\tau_i - \Delta_2)} \end{aligned} $
3	 $u(t) =$ $ \begin{cases} \frac{U_M}{t_\phi} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M - \frac{U_M}{t_c} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases} $	$ \begin{aligned} N_{t1} = & \left(\frac{\tau_i}{t_\phi} + \frac{\tau_i}{t_c} \right) - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{\left[1 - \exp \left(-\frac{t_\phi}{\tau_i} \right) \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{T_n - t_\phi}{\tau_i} \right) \right]}{1 - \exp \left(-\frac{T_n}{\tau_i} \right)} - \\ & - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \frac{\left[1 - \exp \left(-\frac{t_c}{\tau_i} \right) \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{T_n - t_c}{\tau_i} \right) \right]}{1 - \exp \left(-\frac{T_n}{\tau_i} \right)} \times \\ & \times \frac{\left[1 - \exp \left(-\frac{t_c}{\tau_i} \right) \right] \left[\exp \left(-\frac{t_n}{\tau_i} \right) + \exp \left(-\frac{t_n}{\tau_i} \right) \right]}{1 - \exp \left(-\frac{T_n}{\tau_i} \right)} \end{aligned} $



$$u(t) =$$

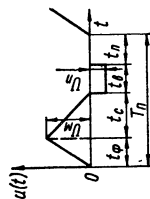
$$= \begin{cases} \frac{U_M}{t_\phi} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M - \frac{U_M}{t_c} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

$$N_{11} = \left(\frac{\tau_i}{t_\phi} + \frac{\tau_i}{t_c} \right) - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \times$$

$$\frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{T_n - t_\phi}{\tau_i}\right) \right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)}$$

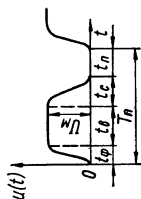
$$- \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_i}\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{T_n - t_c}{\tau_i}\right) \right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)}$$

$$- \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_i}\right) \right] \left[1 + \exp\left(-\frac{t_n}{\tau_i}\right) \right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)}$$



$$N_{11} = \frac{\tau_i}{t_\phi} + \frac{\tau_i}{t_c} - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right) \right] \left[1 - \exp\left(-\frac{T_n - t_\phi}{\tau_i}\right) \right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)}$$

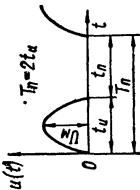
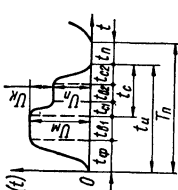
№ п/п	Временная диаграмма и закон изменения напряжения	Формула коэффициента N_{i1}
	$u(t) = \begin{cases} \frac{U_M}{t_\phi} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M - \frac{U_M}{t_c} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ U_n & \text{при } 0 \leq t \leq t_b \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$-\frac{t_i^2}{t_c^2} \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{t_i}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{T_n - t_c}{t_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{t_i}\right)} -$ $-\frac{t_i^2}{t_\phi t_c} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\phi}{t_i}\right)\right] \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{t_i}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{t_b + t_n}{t_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{t_i}\right)} +$ $+ \frac{U_n}{U_M} \frac{t_i}{t_\phi} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\phi}{t_i}\right)\right] \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_b}{t_i}\right)\right] \left[\exp\left(-\frac{t_n}{t_i}\right) - \exp\left(-\frac{t_c}{t_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{t_i}\right)} +$ $+ \frac{U_n}{U_M} \frac{t_i}{t_c} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{t_i}\right)\right] \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_b}{t_i}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{t_\phi - t_n}{t_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{t_i}\right)} +$



$$u(t) = \begin{cases} \frac{U_M}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{t_\phi} t \right) & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \\ \frac{U_M}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{t_c} t \right) & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

$$+ \frac{U_n}{U_M} \frac{[1 - \exp(-\frac{t_B}{\tau_i})][1 - \exp(-\frac{T_n - t_n}{\tau_i})]}{1 - \exp(-\frac{T_n}{\tau_i})}$$

$$N_{i1} = \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4 \left(\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right)} \left[\frac{\left(\exp \frac{t_\phi}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{T_n - t_\phi}{\tau_i} + 1 \right)}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} + \right. \\ \left. + \left(\exp \frac{t_c}{\tau_i} + 1 \right) \frac{\left(\exp \frac{T_n - t_c}{\tau_i} + 1 \right)}{(t_c^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} - \right. \\ \left. - \frac{\left(\exp \frac{t_\phi}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_c}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} + \exp \frac{t_B}{\tau_i} \right)}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)(t_c^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \right] + \\ + \frac{\pi^2 \tau_i}{8} \left[\frac{t_\phi}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} + \frac{t_c}{(t_c^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \right]$$

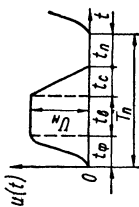
п/п №	Временная диаграмма и закон изменения напряжения	Формула коэффициента N_{i1}
7		$N_{i1} = \frac{\pi^2 \tau_i t_n}{2(t_n^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \left[\frac{1}{2} - \frac{\tau_i t_n \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} + 1 \right)}{(t_n^2 + \pi^2 \tau_i^2) \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} - 1 \right)} \right]$
8		$N_{i1} = \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4 \left(\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1 \right)} \left[\frac{\left(\exp \frac{t_\phi}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{T_n - t_\phi}{\tau_i} + 1 \right)}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} + \right.$ $+ \frac{U_n^2 \left(\exp \frac{t_c}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{T_n - t_{c1}}{\tau_i} + 1 \right)}{(t_{c1}^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} +$ $+ \frac{U_n^2 \left(\exp \frac{t_{c2}}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{T_n - t_{c2}}{\tau_i} + 1 \right)}{(t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} - \frac{U_n}{U_M} \times$ $\left. \frac{\left(\exp \frac{t_\phi}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_{c1}}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_{B1}}{\tau_i} + \exp \frac{t_{i,2} + t_{c2} + t_n}{\tau_i} \right)}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)(t_{c1}^2 + \pi^2 \tau_i^2)} + \right.$

$$U_n \begin{cases} U_n - \frac{U_n}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{t_c} t \right) & \text{при } 0 \leq t \leq t_{B2} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

$$+ \frac{U_n U_K}{U_M^2} \frac{\left(\exp \frac{t_{c1}}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_{c2}}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{T_n - t_c}{\tau_i} + \exp \frac{t_{B2}}{\tau_i} \right)}{(t_{c1}^2 + \pi^2 \tau_i^2)(t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2)} -$$

$$- \frac{U_n}{U_M} \frac{\left(\exp \frac{t_\Phi}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_{c2}}{\tau_i} + 1 \right) \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} + \exp \frac{t_{B1} + t_{c1} + t_{B2}}{\tau_i} \right)}{(t_\Phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)(t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2)} +$$

$$+ \frac{\pi^2 \tau_i}{8} \left[\frac{t_\Phi}{(t_\Phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} + \frac{U_K^2}{U_M^3} \frac{t_{c1}}{(t_{c1}^2 + \pi^2 \tau_i^2)} + \frac{U_n^2}{U_M^2} \frac{t_{c2}}{(t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \right]$$



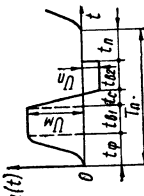
$$u(t) =$$

$$\begin{cases} \frac{U_M}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{t_\Phi} t \right) & \text{при } 0 \leq t \leq t_\Phi \\ \leq t_\Phi \\ U_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_B \\ U_M - \frac{U_M}{t_c} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

$$N_{11} = \frac{\tau_i}{t_c} - \frac{\tau_i (\pi^2 \tau_i^2)}{2 t_c (t_\Phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \frac{\left[1 + \exp \left(-\frac{t_\Phi}{\tau_i} \right) \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{t_c}{\tau_i} \right) \right]}{1 - \exp \left(-\frac{T_n}{\tau_i} \right)} \times$$

$$\times \left[\exp \left(-\frac{t_B}{\tau_i} \right) + \exp \left(-\frac{t_n}{\tau_i} \right) \right] - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \times$$

$$\times \frac{\left[1 - \exp \left(-\frac{t_c}{\tau_i} \right) \right] \left[1 - \exp \left(-\frac{T_n - t_c}{\tau_i} \right) \right]}{1 - \exp \left(-\frac{T_n}{\tau_i} \right)} + \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4 (t_\Phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} \times$$

№ п/п	Временная диаграмма и закон изменения напряжения	Формула коэффициента N_{i1}
		$\times \frac{\left[1 + \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{T_n - t_\phi}{\tau_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)} + \frac{\pi^2 \tau_i t_\phi}{8(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)}$
10	 $u(t) = \begin{cases} \frac{U_M}{2} \left(1 - \cos \frac{\pi}{t_\phi} t\right) & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi \\ U_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_{\text{BI}} \\ U_M - \frac{U_M + U_n}{t_c} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_c \\ U_n & \text{при } 0 \leq t \leq t_{n2} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$N_{i1} = \frac{\tau_i}{t_c} \left(1 + \frac{U_n}{U_M}\right)^2 - \frac{\tau_i (\pi^2 \tau_i^2)}{2 t_c (t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \times$ $\times \frac{\left[1 + \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)} \times$ $\times \left[\exp\left(-\frac{t_{\text{BI}}}{\tau_i}\right) + \exp\left(-\frac{t_{\text{BI}} + t_n}{\tau_i}\right) \right] \left(1 + \frac{U_n}{U_M}\right) +$ $+ \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2} \frac{\left[1 + \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right)\right] \left[1 + \exp\left(-\frac{T_n - t_\phi}{\tau_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)} -$

$$\begin{aligned}
& -\frac{U_n \tau_i}{U_M t_c} \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)} \left[\exp\left(-\frac{t_\phi + t_{b1} + t_{b2}}{\tau_i}\right) + \right. \\
& \quad \left. + \exp\left(-\frac{t_{b2}}{\tau_i}\right) \right] \left(1 + \frac{U_n}{U_M}\right) + \frac{U_n}{U_M} \frac{\pi^2 \tau_i^2}{2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)} \times \\
& \quad \left[1 + \exp\left(-\frac{t_\phi}{\tau_i}\right) \right] \left[\exp\left(-\frac{t_{b1} + t_c + t_{b2}}{\tau_i}\right) + \exp\left(-\frac{t_n}{\tau_i}\right) \right] + \\
& \quad \times \frac{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_i}\right)} \times \\
& \quad + \frac{U_n^2}{U_M^2} \frac{1 + \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)}{2 \left[1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)\right]} \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \times \\
& \quad \times \frac{\left[1 - \exp\left(-\frac{t_c}{\tau_i}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{T_n - t_c}{\tau_i}\right)\right]}{1 - \exp\left(-\frac{T_n}{\tau_i}\right)} \left(1 + \frac{U_n^2}{U_M}\right) + \\
& \quad + \frac{\pi^2 \tau_i t_\phi}{8(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)}
\end{aligned}$$

Выражение (2.63) отличается от классической формулы мощности в конденсаторе при воздействии синусоидального напряжения и при представлении конденсатора последовательной схемой замещения только наличием коэффициентов 8 или 4 в знаменателе, которые появились вследствие того, что в конкретном случае через U_p обозначена двойная амплитуда (или размах) исходного гармонического колебания (рис. 2.12).

Последняя операция убедительно показывает, что описанные аналитические методы расчета потерь находятся в полном соответствии с общей теорией диэлектрических потерь и являются дальней-

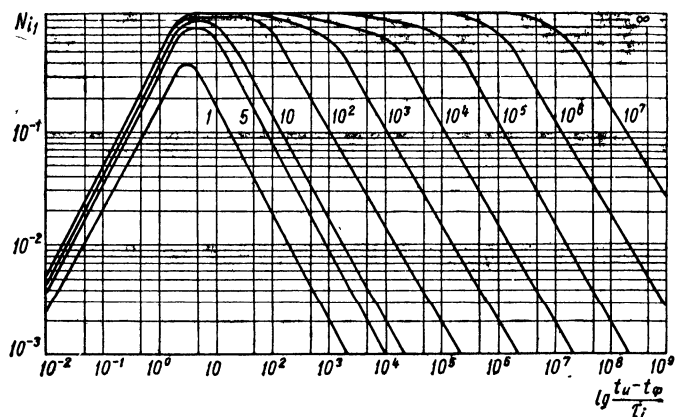


Рис. 2.13. Зависимость коэффициента потерь N_{i1} в установившемся режиме в i -м релаксаторе при действии трапецидальных импульсов с косинусоидальным изменением напряжения на фронте и спаде

шим ее развитием применительно к несинусоидальным режимам работы конденсатора.

Расчетные формулы коэффициента потерь N_{i1} для наиболее часто встречающихся в практике форм импульсов приведены в табл. 2.3 [23].

Процесс определения значений N_{i1} , а следовательно, и N_1 для конденсатора в целом, можно значительно упростить, если воспользоваться предварительно рассчитанными на ЭВМ значениями N_{i1} , представленными в виде номограмм. Так, например, для импульсного напряжения трапецидальной формы с косинусоидальным законом изменения фронта и спада [формула (2.61)], введя обозначения $(t_n - t_φ)/τ_i = x$, $(t_n - t_φ)/t_φ = a$, получим формулу коэффициента N_{i1} в удобном для расчета виде

$$N_{i1} = \frac{1}{2(1 + x^2/a^2\pi^2)} \left\{ \frac{1}{(1 + x^2/a^2\pi^2)} \times \right. \\ \left. \times \frac{(\exp x/a + 1) [\exp (a - 1)x/a - 1]}{(\exp x + 1)} + \frac{x}{2a} \right\}. \quad (2.64)$$

По формуле (2.64) было рассчитано семейство кривых $N_{i1} = f(x)$ при разных значениях $a = \text{const}$, показанное на рис. 2.13.

3. РАСЧЕТ ПОТЕРЬ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ КОНДЕНСАТОРАХ

Спецификой работы высоковольтного импульсного конденсатора является две стадии электрического нагружения — зарядка и разрядка. Стадии нагружения отличаются временем воздействия напряжения на изоляющие конденсаторов, временными и амплитудными значениями токов, протекающих через конденсатор.

В зависимости от функционального назначения импульсный конденсатор может эксплуатироваться в режимах:

1) одиночных импульсов либо импульсов, следующих с большим интервалом (единицы секунды и более); 2) пакета одиночных импуль-

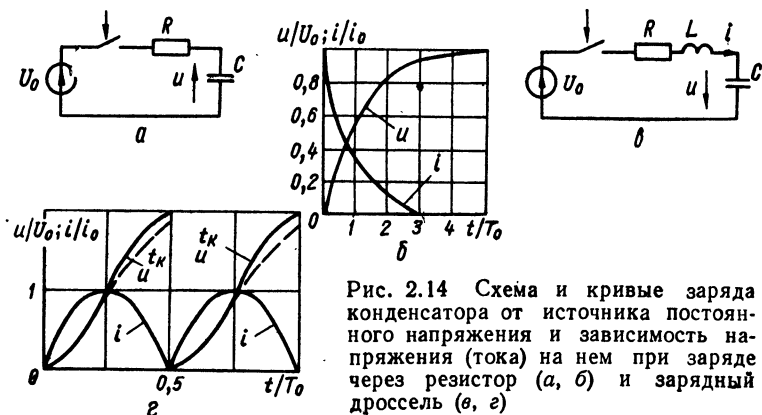


Рис. 2.14 Схема и кривые заряда конденсатора от источника постоянного напряжения и зависимость напряжения (тока) на нем при заряде через резистор (а, б) и зарядный дроссель (в, г)

сов с высокой частотой следования импульсов внутри пакета и с большим интервалом между пакетами импульсов; 3) непрерывной последовательности импульсов с высокой частотой следования импульсов.

Для зарядки высоковольтного импульсного конденсатора используются источники питания постоянного, переменного и выпрямленного напряжения, а также постоянного тока и импульсного напряжения [29, 42].

Выбор источника питания определяется функциональным назначением высоковольтной импульсной установки, частотой следования импульсов, продолжительностью зарядки и КПД зарядного устройства.

При зарядке конденсатора от источника постоянного напряжения через зарядный резистор (рис. 2.14, а) напряжение и ток (рис. 2.14, б)

$$u = u_0 [1 - \exp(-t/\tau)];$$

$$i = u_0/R \exp(-t/\tau) = i_0 \exp(-t/\tau).$$

Эти схемы применяются в технологических и электрофизических установках с малой частотой следования импульсов (один разряд за десятки секунд), несмотря на низкий КПД этой схемы (менее 50 %).

При зарядке конденсатора от источника постоянного напряжения через зарядный дроссель L (рис. 2.14, в) напряжение и ток (рис. 2.14, г) будут:

$$u = u_0 [1 - \exp(-0,5\delta\omega_0 t) \cos \omega_0 t];$$

$$i = u_0/Z \exp(-0,5\delta\omega_0 t) \sin \omega_0 t;$$

где $Z = \sqrt{L/C}$; $\delta = R/Z$; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$.

В момент коммутации зарядное напряжение на конденсаторе

$$u_k = u_0 [1 + \exp(-0,5\delta\pi)] \approx 2u_0 (1 - \delta\pi/4).$$

Напряжение на конденсаторе при малых потерях в контуре заряда (δ — мало) может достигать $2u_0$, КПД — более 90 %, однако из-за высоких массогабаритных характеристик зарядного дросселя такие схемы применяются при частоте следования импульсов десятки — сотни герц.

Схема резонансного заряда конденсатора через зарядный дроссель L от источника переменного напряжения $u = U_M \sin(\omega t + \psi)$ показана на рис. 2.15, а. При частоте источника питания ω , равной частоте собственных колебаний зарядного контура ω_0 , и малом затухании

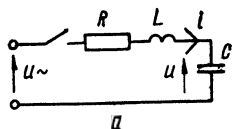
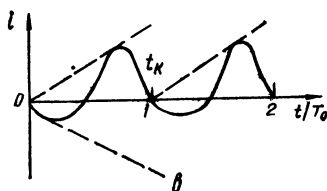
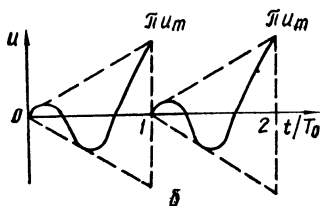


Рис. 2.15. Схема (а) и кривые заряда конденсатора (б, в) от источника переменного напряжения через зарядный дроссель



в контуре напряжение на конденсаторе в процессе зарядки и ток через него

$$u = U_M [1 - \exp(-\delta t)] \cos \omega_0 t / \omega_0 RC;$$

$$i = U_M [1 - \exp(-\delta t)] \sin \omega_0 t / R.$$

Коммутация конденсатора при разрядке должна производиться в момент времени, когда ток питающего напряжения проходит через нуль. На рис. 2.15, б, в показаны кривые напряжения на конденсаторе и тока в нем, когда зарядка производится в течение первого периода напряжения питания, КПД схемы более 80 %. Эти схемы применяются при частотах следования импульсов десятки—сотни герц. Основное преимущество схемы зарядки — отсутствие зарядного устройства, недостаток — необходимость точной синхронизации частоты и фазы питающего напряжения с частотой следования импульсов.

При зарядке конденсатора через резистор от источника выпрямленного напряжения (однофазного с однополупериодным, двухполупериодным выпрямлением и трехфазной мостовой схемой) напряжение на конденсаторе и ток через него (рис. 2.16) определяются по формулам

$$u_{cp} = U_M [1 - \exp(-t/\bar{m}T_0)];$$

$$i_{cp} = (u_M/\bar{m}R) \exp(-t/\bar{m}T_0),$$

где $\bar{m}$ — среднее значение коэффициента увеличения длительности зарядки по сравнению с источником постоянного напряжения ($\bar{m} = 2 \dots 3$ — для однополупериодного, $\bar{m} = 4 \dots 6$ — для двухполупериодного).

ного и $\bar{m} = 1,1 \dots 1,2$ при мостовой трехфазной схеме выпрямления).

КПД схемы зарядки составляет от 30 до 50 %. Зарядка конденсаторов выпрямленным напряжением широко используется в мощных емкостных накопителях энергии.

Разрядка высоковольтного импульсного конденсатора. Электрические нагрузки высоковольтного импульсного конденсатора по виду получаемой разрядной кривой тока (напряжения), протекающего через конденсатор, можно условно разделить на четыре группы.

К первой группе относятся конденсаторы, которые разряжаются на линейную нагрузку либо на нагрузку, параметры которой несущественно изменяются в процессе разрядки.

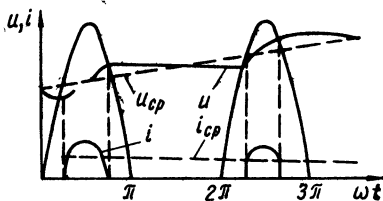


Рис. 2.16. Зависимость напряжения (тока) на конденсаторе при заряде однополупериодным напряжением за время периода

существенно изменяются в процессе разрядки. Это — индукторы (при магнитно-импульсной обработке металлов), соленоиды (в системах для создания силовых магнитных полей при электрофизических исследованиях), импульсные трансформаторы в модуляторах линейных ускорителей, изоляторы, электрические аппараты, трансформаторы (при испытаниях изоляции) и т. д. Разрядная кривая (рис. 2.17, а) характеризуется отсутствием скачков.

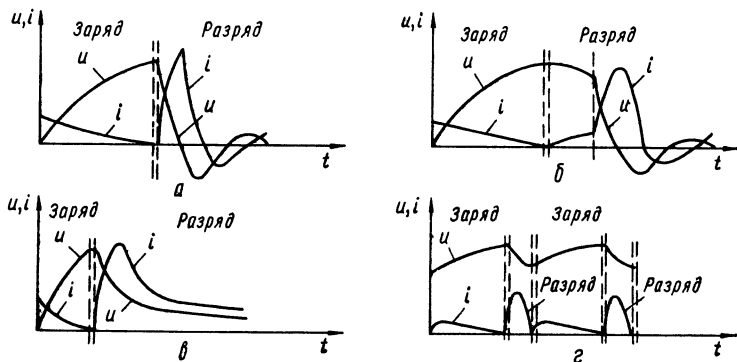


Рис. 2.17. Зависимость напряжения (тока) на конденсаторе при разряде на линейную (а) и нелинейную (б) нагрузки при импульсном заряде (в) и частичном разряде (г)

Ко второй группе относятся конденсаторы, которые разряжаются на нагрузку с резко изменяющимися параметрами в процессе разряда. При разрядке в жидкости (установки, использующие электрогидравлический эффект) сначала конденсатор разряжается на большое активное сопротивление промежутка (рис. 2.17, б) и ток разрядки мал, а после пробоя промежутка ток резко увеличивается. В установках, использующих взрыв тонких проводников или фольги, на первой стадии разрядка происходит на закороченный проводником про-

межуток при значительном протекающем токе, а после взрыва проводника напряжение на промежутке резко возрастает, а ток снижается.

К третьей группе относятся конденсаторы, работающие в схемах обострения импульсов напряжения или тока ГИНов или ГИТов. Специфика режимов работы этой группы состоит в импульсной зарядке конденсатора (за единицы микросекунд), затем в разрядке на линейную нагрузку, причем время спада тока (напряжения) может быть больше времени зарядки конденсатора (рис. 2.17, в).

К четвертой группе относятся конденсаторы, работающие в импульсном режиме в схемах с частичной разрядкой конденсаторов (рис. 2.17, г).

Эквивалентная схема высоковольтного импульсного конденсатора представляет собой пассивный двухполюсник, состоящий из элементов R , L и C , соединенных таким образом, что реакция эквивалентной схемы на внешнее возмущение совпадает с реакцией конденсатора на то же воз-

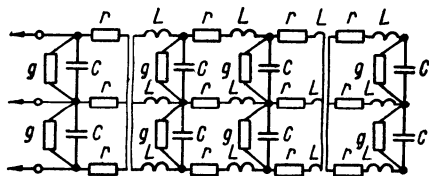


Рис. 2.18. Эквивалентная схема токоведущих частей конденсатора

Рис. 2.19. Эквивалентная схема развернутой конденсаторной секции при частотах, близких к резонансным

мущение. Эквивалентная схема обычно строится таким образом, чтобы на основании анализа схемы можно было определять распределение токов и напряжений в конденсаторе как в процессе зарядки, так и в процессе разрядки.

При построении схемы необходимо учитывать влияние на переходный процесс в конденсаторе соотношения между эквивалентной длиной волны, соответствующей максимальному значению спектра воздействующего импульса, и геометрическими размерами секции конденсатора, существенное отличие времен зарядки и разрядки конденсатора, что не исключает различное представление схемы замещения на стадиях зарядки и разрядки. Если геометрические размеры секции конденсатора таковы, что резонансная частота собственных колебаний секции существенно выше частоты колебаний тока в контуре разрядки, то полную эквивалентную схему конденсатора можно представить в виде пассивного двухполюсника, состоящего из элементов R , L , C (см. рис. 2.8, а).

С целью удобства проведения вычислений при определении потерь в элементах конденсатора и установления мест выделения энергии, учитывая различную физическую природу потерь в металлических частях и диэлектрике конденсатора, полную эквивалентную схему замещения можно разделить на две схемы (см. рис. 2.8, в и 2.18).

Схема замещения (рис. 2.18) позволяет определить потери в токоведущих частях конденсатора, т. е. в сопротивлении выводов (r_B), соединительных линиях ($r_{ш}$), контактных узлах (r_k), электродах (r_d), металлическом корпусе (r_{BH}).

Схема (рис. 2.8, в) учитывает потери в диэлектрике конденсатора и состоит из набора релаксаторов $R_i C_i$. Если частота тока в контуре

разряда близка к собственной резонансной частоте секции конденсатора, то эквивалентная схема замещения конденсатора представляет собой линию (рис. 2.19) с потерями, которая характеризуется погонным активным сопротивлением обкладок конденсатора (r , Ом/м), погонной индуктивностью обкладок (L , Гн/м), погонной емкостью секции (C , Ф/м) и погонной проводимостью (g , 1/Ом × м).

Параметры эквивалентной схемы диэлектрика конденсатора определяются по частотной зависимости $\operatorname{tg} \delta = \varphi(\omega)$.

Потери в диэлектрике импульсного конденсатора при зарядке и разрядке

Потери в импульсном конденсаторе при зарядке определяются потерями в диэлектрике конденсатора ($P_{\text{п. д. з}}$), которые составляют 95—97 % от общих потерь, и потерями в металлических частях конденсатора, составляющими 3—5 % от общих потерь [23, 35]. Потери в диэлектрике конденсатора при зарядке определяются потерями в сопротивлении изоляции конденсатора сквозному току

$$P_{\text{п. д. 0}} = \frac{1}{T_3 R_0} \int_0^{T_3} u^2 dt,$$

где T_3 — время заряда, и потерями в сопротивлениях отдельных релаксаторов схемы замещения

$$P_{\text{п. д. i}} = \frac{1}{T_3 R_i} \int_0^{T_3} u_i^2 dt.$$

Потери в диэлектрике конденсатора за один цикл зарядки

$$P_{\text{п. д. з}} = P_{\text{п. д. 0}} + \sum_{i=1}^k P_{\text{п. д. i}}. \quad (2.65)$$

При зарядке конденсатора через резистор напряжением вида $u = U_M [1 - \exp(-\alpha t)]$ коммутация конденсатора производится через время T_3 , равное трем—пяти постоянным времени заряда, а потери в резисторах R_0 и R_i эквивалентной схемы:

$$P_{\text{п. д. 0}} = (U_M^2 / T_3 R_0) (T_3 - 1,5/\alpha); \quad (2.66)$$

$$P_{\text{п. д. i}} = (U_M^2 C_i / 2 T_3) [\alpha / (\alpha + \tau_i)]. \quad (2.67)$$

Тогда

$$P_{\text{п. д. з}} = (U_M^2 / T_3 R_0) (T_3 - 1,5/\alpha) + (U_M^2 / 2 T_3) \sum_{i=1}^k C_i \alpha / (\alpha + \tau_i).$$

Энергия, запасаемая при зарядке всех конденсаторов схемы замещения,

$$W_0 = U_M^2 [1 - \exp(-\alpha T_3)]^2 C / 2.$$

Относительные потери в диэлектрике при зарядке

$$\eta_{д.з} = P_{п.д.з} T_3 / W_0.$$

При зарядке конденсатора через индуктивность напряжением вида $u = U_M (1 - \cos \omega t)$ потери в диэлектрике конденсатора

$$P_{п.д.з} = \sum_{i=1}^k U_M^2 C_i / 2 T_3 \pi \xi, \quad \xi = \omega / \tau_i.$$

При этом относительные потери в диэлектрике конденсатора

$$\eta_{д.з} = \pi \xi / C \sum_{i=1}^k C_i.$$

Потери в диэлектрике конденсатора при зарядке через индуктивность можно найти также по формуле

$$P_{п.д.з} = (U_M^2 / 2 n_0 T_3) \omega C \operatorname{tg} \delta = U_M^2 C / 2 T_3 \pi \operatorname{tg} \delta_\omega,$$

где n_0 — число циклов разрядки конденсатора в единицу времени

$$n_0 = \omega / \pi. \quad (2.68)$$

Выражением (2.68) удобно пользоваться при определении потерь в диэлектрике при зарядке и частоте следования импульсов более 10 Гц. Относительные потери при этом

$$\eta_{д.з} = \pi \operatorname{tg} \delta_\omega.$$

Потери в диэлектрике конденсатора при разрядке можно определить аналогично определению потерь при зарядке на основании анализа эквивалентной схемы [23, 36]. Для определения мощности потерь от отдельных гармонических составляющих с последующим их суммированием используют принцип суперпозиции. Тогда мощность потерь в диэлектрике конденсатора при разрядке с учетом того, что основная часть потерь в диэлектрике обусловлена релаксационными потерями, определяется выражением

$$P_{п.д.р} = F_0 / \pi C \sum_{k=1}^{\infty} |S_k|^2 \operatorname{tg} \delta_k / k, \quad (2.69)$$

где F_0 — частота следования импульсов; $|S_k|$ — модуль спектральной функции импульса тока k -й гармоники.

Для вычисления суммы, входящей в выражение (2.69), можно перейти к интегральному выражению суммы, причем при таком переходе относительная погрешность не будет превышать 3 %. Тогда

$$P_{п.д.р} \approx \frac{F_0}{\pi C} \left[\int_0^{\infty} |S_k|^2 \frac{\operatorname{tg} \delta_k}{k} dk + \frac{12,5}{12} \times \right. \\ \left. \times |S_1|^2 \frac{\operatorname{tg} \delta_1}{1} + \frac{1}{2} \frac{\operatorname{tg} \delta_2}{2} |S_2|^2 - \frac{1}{24} \frac{\operatorname{tg} \delta_3}{3} \right].$$

При колебательном характере разрядки, когда $i = i_0 \exp(-\delta t) \sin \omega t$, потери в диэлектрике конденсатора можно определить заменой

отдельных частей колебательного разряда частями синусоиды длительностью, равной половине периода колебательной разрядки,

$$P_{п. д. р} = U_M^2 C / 4\pi T_p \operatorname{tg} \delta_\omega (\Delta^n - 1) (4\pi^2 - \ln^2 \Delta) / \Delta^n \ln \Delta,$$

где $\Delta = \delta/2$; n — число полупериодов кривой разряда.

При разрядке конденсатора на контур с пренебрежимо малыми потерями (активное сопротивление элементов внешнего контура разряда пренебрежимо мало) вся энергия, запасенная в конденсаторе, выделяется в самом конденсаторе. В случае колебательного разряда на контур с соизмеримыми потерями в конденсаторе и во внешнем контуре потери в конденсаторе можно определить

$$P_{п. д. р} = (W_0 / T_p) \ln (\Delta_k / \Delta_0),$$

где Δ_k , Δ_0 — декремент колебаний в контуре разряда при отсутствии и при наличии потерь во внешнем контуре (величины Δ_k и Δ_0 определяются экспериментальным путем).

Потери в электродах и выводах импульсного конденсатора

При определении мощности потерь в электродах конденсатора необходимо учитывать возможность неравномерного распределения тока по сечению электрода за счет явления поверхностного эффекта и неравномерность распределения тока по длине электрода. Влияние поверхностного эффекта характеризуется глубиной проникновения δ электромагнитной волны, при которой амплитуда волны падает в e раз. Глубину проникновения можно найти по формуле

$$\delta = (100/2\pi) \sqrt{\rho_a / f \mu_r},$$

где ρ_a — удельное сопротивление материала электрода, Ом $\times$ мм²/м; f — частота, кГц; μ_r — относительная магнитная проницаемость материала электродов.

В табл. 2.4 [19] приведены значения глубины проникновения металлов, применяемых в конденсаторостроении. Если толщина электрода ($d_{\text{од}}$) меньше глубины проникновения, можно считать, что ток по сечению электрода распределяется равномерно. Неравномерность распределения тока по длине электрода определяется конструкцией секции конденсатора и местом расположения токопроводов от электродов. При проведении расчетов по определению потерь неравномерность распределения тока по длине электрода учитывается введением эквивалентного сопротивления r_θ , которое определяется из выражения

$$r_\theta = 1/I_m^2 \int_0^l r i^2(x) dx,$$

2.4. Глубина проникновения электромагнитной волны для разных металлов

Металл	Удельное сопротивление ρ_a , Ом $\cdot$ мм ² /м	Значение δ $\sqrt{f}$, мм
Медь	0,0175	2,11
Алюминий	0,030	2,75
Латунь	0,075	4,35
Олово	0,12	5,50
Железо	0,1 при $\mu_r = 200$ 0,67 при $\mu_r = 2000$	0,355 0,29

где $r = 2\rho a / b d_{06}$; b — ширина электрода; d_{06} — толщина электрода; i — ток, протекающий через сечение электрода на расстоянии $(l - x)$ от места расположения вывода; l — длина электрода.

Мощность потерь в электродах в импульсном режиме определяется по формуле

$$P_{п. а} = 1/t_n \int_0^{t_n} r_s i^2(t) dt.$$

Тепловые потери в выводах конденсатора должны рассчитываться с учетом поверхностного эффекта. Для выводов из двух проводников со встречным направлением тока сопротивление $R_{ш}$ можно найти по формуле [16] $R_{ш} = \sqrt{4\pi/\rho_a/\mu_0} L'_{ш}$, где $L'_{ш}$ — погонная индуктивность ошиновки, Гн/м.

Для двух коаксиально расположенных проводников при резком поверхностном эффекте [16] $L'_{ш} = (\mu_0/2\pi) \ln(q/\rho)$, где q и ρ — внутренний радиус наружного цилиндра и радиус внутреннего цилиндра.

Для двух параллельно расположенных проводников круглого сечения радиуса r с расстоянием между осями d погонная индуктивность

$$L'_{ш} = (\mu_0/2\pi) \text{Arch} [(d^2 - r^2)/2r^2].$$

Для двух тонких шин сечения b (толщина шины) на c (ширина шины) при весьма высокой частоте $L'_{ш} = \mu (d - b)/c$, где d — расстояние между осями шины.

Потери в электродах конденсаторной секции, когда собственная резонансная частота колебаний секции ω_1 соизмерима с частотой вынужденных колебаний тока ω в контуре разрядки, определяются с учетом неравномерности распределения тока по линии (рис. 2.19), представляющей эквивалентную схему замещения секции конденсатора [21]. Параметры этой эквивалентной схемы

$$L = \mu_0 \delta_{из}/2b; C = 2\epsilon_0 \epsilon b/\delta_{из}; q = 2\omega C \operatorname{tg} \delta,$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, Гн/м; $\epsilon_0 = 8,851 \cdot 10^{-12}$; Ф/м, $\delta_{из}$ — толщина изоляции, м.

При колебательном разряде с частотой вынужденных колебаний ω потери в электродах секции конденсатора

$$P_{п. а} = \frac{\rho_a}{bd_{06}} \frac{U_M^2 C_2}{2\pi T_p} \frac{\alpha}{\cos^2 \alpha} \left(1 - \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}\right) \frac{(\Delta^n - 1)(4\pi^2 + \ln^2 \Delta)}{\Delta^n \ln \Delta},$$

где $\alpha = \omega/\omega_1$; $\omega_1 = 1/\sqrt{LC}l$; $\ln \Delta = \pi R_K/L_K \omega$; R_K , L_K — сопротивление и индуктивность в контуре разряда.

Относительные потери в электродах

$$\eta_{эл} = \frac{r}{2\pi^2} \sqrt{\frac{C}{L}} l \frac{\alpha^3}{\omega S^2 \alpha} \left(1 - \frac{\sin 2\alpha}{2\alpha}\right) \frac{(\Delta^n - 1)(4\pi^2 + \ln^2 \Delta)}{\Delta^n \ln \Delta}.$$

4. РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В ПЕРЕХОДНОМ ПРОЦЕССЕ

Расчет мощности потерь в конденсаторе в кратковременном импульсном режиме

Для расчета потерь в переходном процессе принципиально применимы только аналитические методы расчета (см. рис. 2.1), но с учетом специфики протекающих в диэлектрике конденсатора физических про-

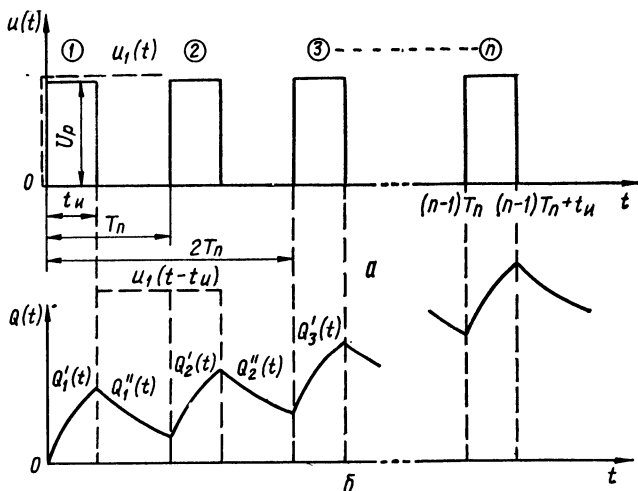


Рис. 2.20. Временная диаграмма серии из n прямоугольных импульсов (а) и характер изменения заряда на конденсаторе (б) в переходном процессе

цессов — процессов установления поляризации — методика расчета должна быть модернизирована по сравнению с изложенной выше.

Рассмотрим методы расчета запасаемого заряда и потерь в кратковременном импульсном режиме при воздействии на конденсатор импульсного напряжения идеальной прямоугольной формы. Предположим, что на i -й релаксатор эквивалентной схемы конденсаторов (см. рис. 2.8, б) действует серия из n импульсов (рис. 2.20). Напряжение любого импульса этой серии можно записать в следующем виде:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ U_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_u; \\ 0 & \text{при } t_u \leq t \leq T_n; \\ U_p & \text{при } T_n \leq t \leq T_n + t_u; \\ 0 & \text{при } T_n + t_u \leq t \leq 2T_n; \\ U_p & \text{при } 2T_n \leq t \leq 2T_n + t_u; \\ \dots & \dots \\ U_p & \text{при } (n-1)T_n \leq t \leq (n-1)T_n + t_u; \\ 0 & \text{при } t > (n-1)T_n + t_u. \end{cases} \quad (2.70)$$

Метод расчета с использованием переходной функции релаксатора. Действующее на релаксатор напряжение представляется суммой двух перепадов (штрихи на рис. 2.20), определяются изменения заряда при действии этих перепадов и результирующий заряд для первого периода повторения. Далее с использованием принципа суперпозиции определяется характер изменения:

запасаемого во время действия n -го импульса заряда в интервале времени $(n-1)T_n \leq t \leq (n-1)T_n + t_n$

$$Q_{nn}(t) = U_p C_i \left\{ \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} - 1 \right) \frac{\exp (n-1) T_n / \tau_i - 1}{\exp (T_n / \tau_i) - 1} \times \right. \\ \left. \times \exp \left(-t / \tau_i \right) + \left[1 - \exp \left(-\frac{t - (n-1) T_n}{\tau_i} \right) \right] \right\}; \quad (2.71)$$

отдаваемого конденсатором C_i заряда после окончания n -го импульса

$$Q_{nn}(t) = U_p C_i \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} - 1 \right) \frac{\exp n T_n / \tau_i - 1}{\exp T_n / \tau_i - 1} \exp \left(-\frac{t}{\tau_i} \right).$$

Средняя мощность потерь за последний период повторения серии из n импульсов определится по формуле

$$P_{nln} = \frac{1}{T_n} \int_{(n-1)T_n}^{(n-1)T_n + t_n} u_n(t) I_n(t) dt, \quad (2.72)$$

где $u_n(t)$ — значение напряжения при действии n -го импульса, определяемого из (2.70); $I_n(t)$ — значение тока при действии n -го импульса, определяемое путем дифференцирования (2.71).

Подставляя $u_n(t) = U_p$ и $I_n(t)$ в формулу (2.72), получаем

$$P_{nln} = \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \left\{ \frac{(1 - \exp t_n / \tau_i) \{ 1 - \exp [-(n-1) T_n / \tau_i] \}}{\exp T_n / \tau_i - 1} + 1 \right\} \times \\ \times [1 - \exp (-t_n / \tau_i)]. \quad (2.73)$$

Для выражения (2.73) характерно, что при устремлении числа импульсов в серии $n \rightarrow \infty$, что соответствует переходу к установившемуся режиму, $\exp [-(n-1) T_n / \tau_i] \rightarrow 0$, оно переходит в выражение (2.28), которое справедливо для установившегося режима.

Данная методика расчета потерь является универсальной, так как позволяет производить расчет не только в установившемся режиме, но и в переходном процессе. Выражение для установившегося режима получают при $n \rightarrow \infty$.

Введя по аналогии с выражением (2.28) понятие коэффициента N_{in} , характеризующего потери в i -м релаксаторе при данной форме напряжения, получаем

$$P_{nln} = U_p^2 C_i N_{in} / T_n,$$

где

$$N_{in} = \frac{(\exp (T_n - t_n) / (\tau_i - 1) (\exp t_n / \tau_i - 1))}{\exp T_n / \tau_i - 1} + \\ + \frac{(\exp t_n / \tau_i - 1)^2}{(\exp T_n / \tau_i - 1) \exp t_n / \tau_i} \exp [-(n-1) T_n / \tau_i],$$

или

$$N_{in} = N_{i1} + N_{i2} \exp \left[-\frac{(n-1) T_n}{\tau_i} \right]. \quad (2.74)$$

Слагаемое N_{i1} характеризует потери установившегося режима, N_{i2} — потери переходного процесса. При $n \rightarrow \infty$ $N_{in} \rightarrow N_{i1}$.

На рис. 2.21 показана расчетная зависимость коэффициента N_{i2} для ПЭТФ при следующих параметрах импульсного режима: форма импульсов — идеальная прямоугольная, $T_n = 10^{-4}$ с, $t_n = 2 \cdot 10^{-5}$ с. Из рисунка видно, что превышение значения N_{i2} над установившимся значением коэффициента потерь составляет около 30 %, а по истечении $(50 \dots 70) T_n$ завершаются переходные процессы поляризации и наступает установившийся режим. Переходный процесс поляризации при фиксированных параметрах импульсного режима обусловлен в основном «замедленными» или низкочастотными релаксаторами. Поэтому на рис. 2.21 показана зависимость коэффициента для самого низкочастотного релаксатора с $\tau_1 = 6,7 \times$

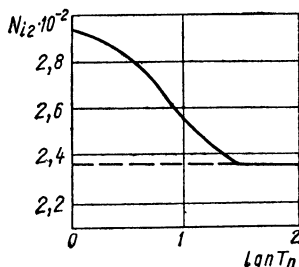


Рис. 2.21. Характер изменения дополнительных потерь переходного процесса во времени

$\times 10^{-1}$ с [1]. Более «быстрые» релаксаторы вносят значительно меньший вклад в величину коэффициента N_{i2} .

Метод расчета с использованием операционного исчисления. По аналогии с предыдущим методом действующее на релаксатор напряжение представляется суммой и периодическим повторением двух перепадов напряжения, сдвинутых во времени. При этом изображение напряжения любого импульса серии (от первого до n -го) будет

$$U(p) = \frac{U_p}{p} \left\{ \frac{1 - \exp(-pnT_n) - \exp(-pt_n) \{1 - \exp[-p(n-1)T_n]\}}{1 - \exp(-pT_n)} \right\}.$$

Изображение тока при действии любого импульса серии с учетом передаточной функции цепи $C_i R_i$ будет

$$I(p) = \frac{U_p C_i}{1 + p\tau_i} \times \left\{ \frac{1 - \exp(-p_n T_n) - \exp(-pt_n) \{1 - \exp[-p(n-1)T_n]\}}{1 - \exp(-pT_n)} \right\}.$$

Оригинал тока, необходимый для интегрирования в кратковременном режиме, будет равен вычету произведения $I(p) \exp(pt)$ в полюсе передаточной функции $p_1 = -1/\tau_i$:

$$i(t) = \text{Res} [I(p) \exp(pt)]_{p_1} = \frac{U_p}{R_i} \times \left[\frac{1 - \exp nT_n/\tau_i - \exp t_n/\tau_i + \exp t_n/\tau_i \exp(n-1)T_n/\tau_i}{1 - \exp T_n/\tau_i} \right] \exp(-t/\tau_i).$$

Мощность потерь за последний период повторения серии импульсов рассчитывается по формуле (2.72), куда подставляются $u_n(t) = U_p$ и последнее выражение оригинала тока. В результате интегрирования получаем тот же результат, что и в предыдущем методе — (2.73).

Конкретная задача решается и методом, основанным на решении дифференциального уравнения модели релаксатора, но решение при этом получается громоздким. Поэтому применение данного метода для расчета потерь в кратковременном режиме нецелесообразно.

Пример 2.7. Рассчитать потери в i -м релаксаторе при действии на него серии из n импульсов напряжения трапецеидальной формы с линейным законом изменения напряжения на фронте и спаде, пока-

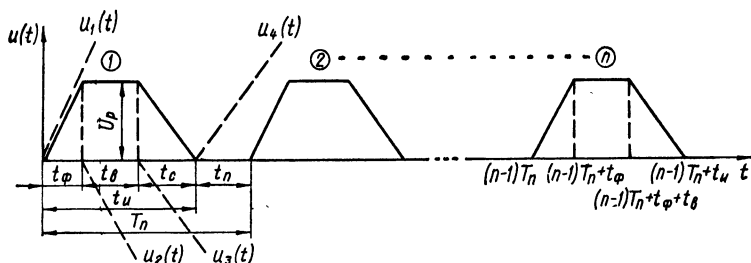


Рис. 2.22. Серия из n импульсов напряжения трапецеидальной формы с линейными фронтам и спадом и представление каждого импульса суммой линейных функций

ванной на рис. 2.22. Напряжение первого импульса такой серии можно записать в виде

$$u(t) = \begin{cases} u_\phi(t) = \frac{U_p}{t_\phi} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_\phi; \\ u_\theta(t) = U_p & \text{при } t_\phi \leq t \leq t_\phi + t_\theta; \\ u_\epsilon(t) = U_p - \frac{U_p}{t_\epsilon} (t - t_\phi - t_\theta) & \text{при } t_\phi + t_\theta \leq t \leq t_n; \\ u_n(t) = 0 & \text{при } t_n \leq t \leq T_n, \end{cases} \quad (2.75)$$

где $u_\phi(t)$, $u_\theta(t)$, $u_\epsilon(t)$, $u_n(t)$ — закон изменения напряжения во время действия соответственно фронта, вершины, спада импульса и во время паузы между импульсами.

Из рис. 2.22 видно, что трапецеидальный импульс получается в результате алгебраического суммирования и периодического повторения четырех неограниченно возрастающих линейных функций $u_1(t) \dots u_4(t)$ (штрихи на рис. 2.22), т. е.

$$u(t) = u_1(t) - u_2(t) - u_3(t) + u_4(t), \quad (2.76)$$

где $u_1(t) = U_p t / t_\phi$; $u_2(t) = U_p (t - t_\phi) / t_\phi$; $u_3(t) = U_p (t - t_\phi - t_\theta) / t_\epsilon$; $u_4(t) = U_p (t - t_n) / t_\epsilon$.

Дальнейший расчет выполняется операторным методом [24]. Так как характер изменения составляющих $u(t)$ совершенно одинаков,

но они сдвинуты во времени, то, применив теорему запаздывания, получим изображение напряжения первого импульса в виде

$$U_1(p) = \frac{U_p}{p^2 t_\phi} [1 - \exp(-pt_\phi)] - \frac{U_p}{p^2 t_c} [\exp(-pt_\phi - pt_b) - \exp(-pt_u)].$$

Изображение напряжения при действии фронта n -го импульса на основе той же теоремы запаздывания

$$U_{n\phi}(p) = \frac{U_p}{p^2} \frac{1 - \exp[-p(n-1)T_n]}{1 - \exp(-pT_n)} A(p) + \frac{U_p}{p^2 t_\phi} \exp[-p(n-1)T_n],$$

где введено обозначение

$$A(p) = \frac{1 - \exp(-pt_\phi)}{t_\phi} - \frac{\exp(-pt_\phi - pt_b) - \exp(-pt_u)}{t_c}.$$

Аналогично находятся изображения напряжения при действии вершины n -го импульса

$$U_{nv}(p) = \frac{U_p}{p^2} \frac{1 - \exp[-p(n-1)T_n]}{1 - \exp(-pT_n)} A(p) + \frac{U_p}{p^2 t_\phi} \times \\ \times \exp[-p(n-1)T_n] [1 - \exp(-pt_\phi)];$$

при действии спада n -го импульса

$$U_{nc}(p) = \frac{U_p}{p^2} \frac{1 - \exp[-p(n-1)T_n]}{1 - \exp(-pT_n)} A(p) + \frac{U_p}{p^2} \exp[-p(n-1)T_n] \times \\ \times \left[\frac{1 - \exp(-pt_\phi)}{t_\phi} - \frac{\exp(-pt_\phi - pt_b)}{t_c} \right].$$

Изображения полных токов на отдельных участках n -го импульса с учетом передаточной функции модели i -го релаксатора (цепи $R_i C_i$)

$$I_{n\phi}(p) = U_{n\phi}(p) p C_i / (1 + p\tau_i); \quad I_{nv}(p) = U_{nv}(p) \times \\ \times p C_i / (1 + p\tau_i); \quad I_{nc}(p) = U_{nc}(p) p C_i / (1 + p\tau_i).$$

Оригиналы полных токов на отдельных участках n -го импульса напряжения, необходимые для определения мощности потерь, на основании формулы обратного преобразования Лапласа ищем как сумму вычетов функций $I_n(p) \exp(pt)$ относительно полюсов $p_1 = 0, p_2 = -\frac{1}{\tau_i}$:

при действии фронта n -го импульса в интервале времени $(n-1)T_n \leq t \leq (n-1)T_n + t_\phi$

$$i_{n\phi}(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res}[I_{n\phi}(p) \exp(pt)] = \frac{U_p C_i}{t_\phi} - U_p C_i \times \\ \times \frac{1 - \exp[(n-1)T_n/\tau_i]}{1 - \exp(T_n/\tau_i)} A(t) \exp(-t/\tau_i) - \\ - \frac{U_p C_i}{t_\phi} \exp \frac{(n-1)T_n}{\tau_i} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right); \quad (2.77)$$

при действии вершины n -го импульса в интервале времени $(n-1) \times T_n + t_\phi \leq t \leq (n-1) T_n + t_\phi + t_b$

$$i_{nb}(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res} [I_{nb}(p) \exp(pt)] = -U_p C_i \times \\ \times \frac{1 - \exp(n-1) T_n / \tau_i}{1 - \exp T_n / \tau_i} A(t) \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) - \\ - \frac{U_p C_i}{t_\phi} \exp \frac{(n-1) T_n}{\tau_i} \left[1 - \exp \frac{t_\phi}{\tau_i}\right] \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right); \quad (2.78)$$

при действии спада n -го импульса в интервалах времени $(n-1) \times T_n + t_\phi + t_b \leq t \leq (n-1) T_n + t_n$

$$i_{no}(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res} [I_{no}(p) \exp(pt)] = \frac{U_p C_i}{t_c} - U_p C_i \times \\ \times \frac{1 - \exp(n-1) T_n / \tau_i}{1 - \exp T_n / \tau_i} A(t) \exp(-t/\tau_i) - U_p C_i \exp \frac{(n-1) T_n}{\tau_i} \times \\ \times \left(\frac{1 - \exp t_\phi / \tau_i}{t_\phi} - \frac{\exp(t_\phi + t_b) / \tau_i}{t_c} \right) \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right). \quad (2.79)$$

В выражениях (2.77) — (2.79) введено обозначение

$$A(t) = \frac{1 - \exp t_\phi / \tau_i}{t_\phi} - \frac{\exp(t_\phi + t_b) / \tau_i - \exp t_n / \tau_i}{t_c}.$$

Средняя за последний период повторения серии из n импульсов мощность потерь в i -м релаксаторе находится по формуле

$$P_{nin} = \frac{1}{T_n} \left[\int_{(n-1)T_n}^{(n-1)T_n + t_\phi} u_{n\phi}(t) i_{n\phi}(t) dt + \int_{(n-1)T_n + t_\phi}^{(n-1)T_n + t_\phi + t_b} u_{nb}(t) \times \right. \\ \left. \times i_{nb}(t) dt + \int_{(n-1)T_n + t_\phi + t_b}^{(n-1)T_n + t_n} u_{no}(t) i_{no}(t) dt \right], \quad (2.80)$$

где $u_{n\phi}(t)$, $u_{nb}(t)$, $u_{no}(t)$ — изменение напряжения на отдельных участках n -го импульса, определяемое из (2.75) подстановкой соответствующего времени; $i_{n\phi}(t)$, $i_{nb}(t)$, $i_{no}(t)$ — изменение полного тока цепи $R_i C_i$, определяемое соответственно выражениями (2.77) — (2.79).

Выполняя интегрирование по (2.80) и производя элементарные преобразования, окончательно получаем

$$P_{nin} = \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \left\{ N_{i1} + N_{i2} \exp \left[-\frac{(n-1) T_n}{\tau_i} \right] \right\}. \quad (2.81)$$

В выражении (2.81) введены обозначения:

$$N_{i1} = \left(\frac{\tau_i}{t_\phi} + \frac{\tau_i}{t_c} \right) - \frac{\tau_i^2}{t_\phi t_c} \times \\ \times \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) - 1][\exp(t_c/\tau_i) - 1][\exp(t_n/\tau_i) + \exp(t_n/\tau_i)]}{\exp T_n/\tau_i - 1} - \\ - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) - 1][\exp(T_n - t_\phi)/\tau_i - 1]}{\exp T_n/\tau_i - 1} - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \times \\ \times \frac{[\exp(t_c/\tau_i) - 1][\exp(T_n - t_c)/\tau_i - 1]}{\exp T_n/\tau_i - 1}; \quad (2.82)$$

$$N_{i2} = \frac{\tau_i^2}{t_\phi t_c} \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) - 1][\exp(t_c/\tau_i) - 1][\exp(t_n + t_n)/\tau_i - 1]}{\exp(t_n/\tau_i)^2 [\exp(T_n/\tau_i) - 1]} - \\ - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) - 1]^2}{\exp(t_\phi/\tau_i)[\exp(T_n/\tau_i) - 1]} - \frac{\tau_i^2}{t_c^2} \frac{[\exp(t_c/\tau_i) - 1]^2}{\exp(t_c/\tau_i)[\exp(T_n/\tau_i) - 1]}. \quad (2.83)$$

Значение коэффициента N_{i2} из (2.83) характеризует величину дополнительных потерь переходного процесса при данной форме импульсного напряжения.

Мощность потерь при работе конденсатора в кратковременном импульсном режиме максимальна в первом периоде повторения, оценивается суммой коэффициентов $N_{i1} + N_{i2}$ и уменьшается с ростом числа импульсов в серии. Мощность потерь для последнего периода повторения серии минимальна при конечном n . Для дальнейших расчетов необходимо учитывать несколько большее значение P_n . Усредненная по длительности серии мощность потерь характеризуется средним значением коэффициента потерь

$$N_{i2cp} = \frac{1}{(n-1)T_n} \int_0^{(n-1)T_n} N_{i2} \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) dt \\ \text{или} \quad N_{i2cp} = N_{i2} \frac{\tau_i}{(n-1)T_n} \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(n-1)T_n}{\tau_i}\right] \right\}, \quad (2.84)$$

где t — текущее время.

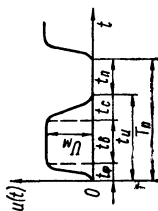
Из выражения (2.84) можно найти коэффициент β , %, показывающий, какую часть от максимальной мощности потерь переходного процесса N_{i2} необходимо учитывать в расчетах при известном числе импульсов в серии n :

$$\beta = 100 \frac{N_{i2cp}}{N_{i2}} = \frac{100\tau_i}{(n-1)T_n} \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(n-1)T_n}{\tau_i}\right] \right\}.$$

В установившемся режиме $n \rightarrow \infty$, а $\beta \rightarrow 0$, т. е. мощность потерь характеризуется только коэффициентом N_{i1} . В табл. 2.5. приведены формулы N_{i2} для ряда форм несинусоидальных напряжений.

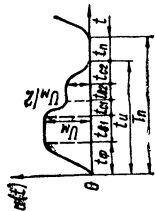
2.5. Формулы N_{i2} для разных форм импульсного напряжения в переходном процессе

№ п/п	Временная диаграмма напряжения	Формула коэффициента N_{i2}
1		$N_{i2} = \frac{\left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} - 1\right)^2}{\left(\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1\right) \exp \frac{t_n}{\tau_i}}$
2		$N_{i2} = \frac{\tau_i^2}{t_\phi t_c} \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) - 1] [\exp(t_c/\tau_i) + 1]}{[\exp(T_n/\tau_i) - 1] \exp(t_n/\tau_i)} - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) - 1]^2}{[\exp(T_n/\tau_i) - 1] \exp(t_\phi/\tau_i)} - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{[\exp(t_c/\tau_i) - 1] \exp(t_c/\tau_i)}{[\exp(T_n/\tau_i) - 1] \exp(t_n/\tau_i)}$
3		$N_{i2} = \frac{\tau_i^2}{t_\phi t_c} \frac{\left(\exp \frac{t_\phi}{\tau_i} - 1\right) \left(\exp \frac{t_c}{\tau_i} - 1\right) \left(\exp \frac{t_n}{\tau_i} + 1\right)}{\left(\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1\right) \exp \frac{t_n}{\tau_i}} - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \times$ $\times \frac{\left(\exp \frac{t_\phi}{\tau_i} - 1\right)^2}{\left(\exp \frac{T_n}{\tau_i} - 1\right) \exp \frac{t_\phi}{\tau_i}} - \frac{\tau_i^2}{t_\phi^2} \frac{[\exp(t_c/\tau_i) - 1]^2}{t_\phi^2 [\exp(T_n/\tau_i) - 1] \exp(t_c/\tau_i)}$



4

$$N_{i2} = \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{4 [\exp(T_n/\tau_i) - 1]} \left[\frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) + 1] [\exp(t_c/\tau_i) + 1] [\exp(t_n + t_b)/\tau_i + 1]}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2) (t_c^2 + \pi^2 \tau_i^2) \exp(t_n/\tau_i)} - \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) + 1]^2}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2 \exp(t_\phi/\tau_i)} \right]$$



5

$$N_{i2} = \frac{(\pi^2 \tau_i^2)^2}{8 (\exp T_n/\tau_i - 1)} \left[\frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) + 1] [\exp(t_c/\tau_i) + 1] [\exp(t_c - t_{c1})/\tau_i + \exp(t_n + t_{a1})/\tau_i]}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2) (t_c^2 + \pi^2 \tau_i^2) \exp \frac{t_n}{\tau_i}} - \frac{2 [\exp(t_\phi/\tau_i) + 1]^2}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2 \exp(t_\phi/\tau_i)} + \frac{[\exp(t_\phi/\tau_i) + 1] [\exp(t_{c2}/\tau_i) + 1] [\exp(2t_n - t_\phi - t_{c2})/\tau_i + 1]}{(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_i^2) (t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2) \exp(t_n/\tau_i)} - \frac{[\exp(t_{c1}/\tau_i) + 1] [\exp(t_{c2}/\tau_i) + 1] [\exp(t_c + t_{b2})/\tau_i + 1]}{2 (t_{c1}^2 + \pi^2 \tau_i^2) (t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2) \exp(t_c/\tau_i)} - \frac{[\exp(t_{c2}/\tau_i) + 1]^2}{2 (t_{c2}^2 + \pi^2 \tau_i^2)^2 \exp(t_{c2}/\tau_i)} \right]$$

Расчет мощности потерь в повторно-кратковременном импульсном режиме

Рассмотрим случай, когда на модель единичного релаксатора действует серия из m пачек, в каждой из которых по n импульсов идеальной прямоугольной формы (рис. 2.23) [36]. Напряжение любого импульса можно записать в следующем виде:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t \leq 0; \\ U_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_n; \\ 0 & \text{при } t_n \leq t \leq T_n; \\ U_p & \text{при } T_n \leq t \leq T_n + t_n; \\ \dots & \dots \\ U_p & \text{при } (n-1) T_n \leq t \leq (n-1) T_n + t_n; \\ \dots & \dots \\ U_p & \text{при } (m-1) T_{\text{пач}} + (n-1) T_n \leq t \leq \\ & \leq (m-1) + (n-1) T_n + t_n; \\ 0 & \text{при } t > (m-1) T_{\text{пач}} + (n-1) T_n + t_n. \end{cases} \quad (2.85)$$

Действующее на релаксатор импульсное напряжение представляем суммой перепадов напряжения. Определяем сначала токи, обусловленные каждым импульсом, в виде

$$i_1(t) = (U_p/R_i) [1 - \exp(-t_n/\tau_i)] \exp(-t/\tau_i) = I_M \exp(-t/\tau_i).$$

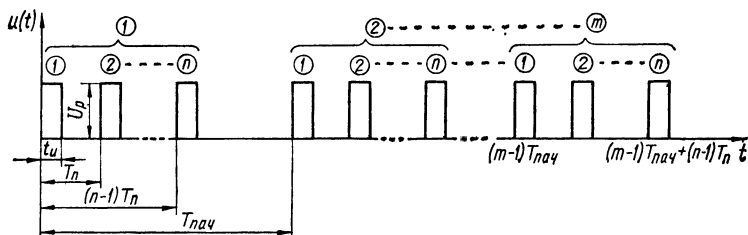


Рис. 2.23. Временная диаграмма прямоугольных импульсов

Ток $I_{mn}(t)$, вызываемый действием всех импульсов пачек, найдем в виде суммы слагаемых, каждое из которых обусловлено действием отдельного импульса. Так, например, ток при действии n -го импульса первой пачки можно найти, просуммировав токи от действия $(n-1)$ импульсов и ток от воздействия первого перепада n -го импульса:

$$I_n(t) = \frac{U_p}{R_i} \left[\left(1 - \exp\left(-\frac{t_n}{\tau_i}\right) \frac{\exp[(n-1)T_n/\tau_i] - 1}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} + \right. \right. \\ \left. \left. + \exp\left(-\frac{(n-1)T_n}{\tau_i}\right) \right] \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right).$$

Рассуждая аналогично и последовательно увеличивая количество суммируемых слагаемых, получаем значение необходимого для инте-

грирования тока при действии n -го импульса m -й пачки в виде

$$I_{mn}(t) = \frac{U_p}{R_i} \left\{ 1 - \exp \frac{t_n}{\tau_i} \right\} \left[\frac{\exp(nT_n/\tau_i) - 1}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} \times \right. \\ \times \frac{\exp((m-1)T_{пач}/\tau_i) - 1}{\exp(T_{пач}/\tau_i) - 1} + \frac{\exp((n-1)T_n/\tau_i) - 1}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} \times \\ \times \exp \frac{(m-1)T_{пач}}{\tau_i} \left. \right] + \exp \frac{(m-1)T_{пач}}{\tau_i} \exp \frac{(n-1)T_n}{\tau_i} \left. \right\} \times \\ \times \exp(-t/\tau_i). \quad (2.86)$$

Среднюю за последний период повторения последней пачки мощность потерь в i -м релаксаторе можно рассчитать по формуле

$$P_{nimm} = \frac{1}{T_n} \int_{(m-1)T_{пач} + (n-1)T_n}^{(m-1)T_{пач} + (n-1)T_n + t_n} u_{mn}(t) I_{mn}(t) dt, \quad (2.87)$$

где $u_{mn}(t) = U_p$ и $I_{mn}(t)$ — значения напряжения и тока при действии n -го импульса m -й пачки, определяемые соответственно из системы (2.85) и по формуле (2.86).

Подставляя $u_{mn}(t)$ и $I_{mn}(t)$ в формулу (2.87), получаем

$$P_{nimm} = \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \left\{ \left(1 - \exp \frac{t_n}{\tau_i} \right) \left[\frac{\exp(T_n/\tau_i) - \exp[-(n-1)T_n/\tau_i]}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} \times \right. \right. \\ \times \frac{1 - \exp[-(m-1)T_{пач}/\tau_i]}{\exp(T_{пач}/\tau_i) - 1} + \frac{1 - \exp[-(n-1)T_n/\tau_i]}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} \left. \right] + \\ \left. + 1 \right\} [1 - \exp(-t_n/\tau_i)]. \quad (2.88)$$

Проанализируем выражение (2.88).

1. При $m = 1$ рассматриваемый случай ПКР вырождается в действие на релаксатор серии из конечного числа импульсов. При этом условии $\exp[-(m-1)T_{пач}/\tau_i] = 1$, а формула (2.88) принимает вид

$$P_{nin} = \frac{U_p^2 C_i}{T_n} \left\{ \left(1 - \exp \frac{t_n}{\tau_i} \right) \frac{1 - \exp[-(n-1)T_n/\tau_i]}{\exp(T_n/\tau_i) - 1} + 1 \right\} \times \\ \times \left[1 - \exp \left(-\frac{t_n}{\tau_i} \right) \right], \quad (2.89)$$

что соответствует формуле (2.73).

2. При $n = 1$ получаем вместо m пачек серию из m импульсов, следующих с периодом повторения $T_{пач}$. При таком условии $\exp[-(n-1)T_n/\tau_i] = 1$, а выражение (2.88) преобразуется к виду (2.89).

3. При $n \rightarrow \infty$ (пункт 1) или $m \rightarrow \infty$ (пункт 2) формула (2.89) преобразуется в (2.28) для установившегося режима. Введя понятие коэффициента потерь, получаем

$$P_{nimm} = (U_p^2 C_i / T_n) (N_{i1} + N_{i2} N_{i3}), \quad (2.90)$$

где N_{i1} — коэффициент, характеризующий потери в i -м релаксаторе при данной форме напряжения в установившемся импульсном режиме

[см. выражение (2.28)]; N_{i2} — коэффициент, характеризующий потери в i -м релаксаторе при данной форме импульсного напряжения в переходном процессе [см. выражение (2.74)]; N_{i3} — коэффициент, учитывающий только параметры ПКР ($n, m, T_n, T_{пач}$) и не зависящий от формы импульсного напряжения:

$$N_{i3} = \exp T_n / \tau_i \{ \exp [-(m-1) T_{пач} / \tau_i] - 1 \} + \\ + \exp [-(n-1) T_n / \tau_i] \{ \exp T_{пач} / \tau_i - \\ - \exp [-(m-1) T_{пач} / \tau_i] \} / [\exp (T_{пач} / \tau_i) - 1]. \quad (2.91)$$

Для установившегося ПКР ($m = \infty$) выражение (2.91) упрощается

$$N_{i3} = \{ \exp T_{пач} / \tau_i \exp [-(n-1) T_n / \tau_i] - \\ - \exp T_n / \tau_i \} / [\exp T_{пач} / \tau_i - 1]. \quad (2.92)$$

При других формах импульсного напряжения нет необходимости повторять расчет в ПКР. Достаточно в кратковременном режиме определить значение коэффициента N_{i2} для конкретной формы несинусоидального напряжения, по формулам (2.91) или (2.92) рассчитать N_{i3} и в соответствии с (2.90) найти мощность потерь в ПКР для данной формы напряжения.

По аналогии с кратковременным режимом можно рассчитать усредненное значение дополнительных потерь переходного процесса, которое необходимо учитывать в расчетах.

В заключение отметим, что результаты расчета мощности потерь методами, описанными выше, хорошо согласуются с данными экспериментальных исследований авторов [28].

5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ КОНДЕНСАТОРА

Большинство применяемых в конденсаторостроении диэлектриков характеризуются непрерывным распределением времени релаксации [5, 37]. Это обусловлено либо наличием нескольких видов поляризации диэлектрика, либо распределением ионов по энергиям в случае даже одного вида поляризации, связанной с тепловым движением ионов. Поэтому определение переходной проводимости таких диэлектриков является весьма сложной задачей.

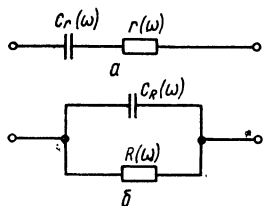


Рис. 2.24. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы замещения конденсатора

Рассмотрим графоаналитический метод определения параметров переходной проводимости конденсаторного диэлектрика или параметров эквивалентной схемы конденсатора (рис. 2.8, в). Данный метод основан на предположении, что релаксационные процессы в диэлектрике характеризуются ограниченным и небольшим набором времен релаксации [1, 3].

Параметры последовательной и параллельной схем замещения конденсатора (рис. 2.24, а, б) связаны соотношениями

$$C_R(\omega) = C_r(\omega) / [1 + \omega^2 C_r^2(\omega) r^2(\omega)]; \quad R(\omega) = \\ = r(\omega) [1 + 1 / \omega^2 C_r^2(\omega) r(\omega)].$$

Для параллельной схемы (рис. 2.24, б) комплексную проводимость можно выразить как $y(j\omega) = 1/R(\omega) - j\omega C_R(\omega)$. Тогда при известных частотных характеристиках конденсатора $C_R(\omega)$ и $R(\omega)$ его переходная характеристика определяется из соотношений

$$h(t) = h(0) - \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} C_R(\omega) (\cos \omega t d\omega / \omega); \quad (2.93)$$

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \sin \omega t d\omega / \omega R(\omega). \quad (2.94)$$

Для i -й ветви эквивалентной схемы конденсатора $R_i C_i$ с постоянной времени τ_i , соответствующей дебаевской модели поляризации, область частот, в которой уменьшается емкость $C_{Ri}(\omega)$ или возрастает проводимость $1/R_i(\omega)$, определяется выражениями

$$C_{Ri}(\omega) = C_i / (1 + \omega^2 \tau_i^2); \quad (2.95)$$

$$1/R_i(\omega) = (1/R_i) [\omega^2 \tau_i^2 / (1 + \omega^2 \tau_i^2)]. \quad (2.96)$$

Как следует из формул (2.95) и (2.96), изменение $C_{Ri}(\omega)$ или $1/R_i(\omega)$ ограничивается с погрешностью до 1 % условием $0,1 \leq \omega \tau_i \leq 10$. Для данного случая, подставляя выражение (2.95) в (2.93) и полагая $h(0) = 0$, или подставляя (2.96) в (2.94), получаем

$$h_i(t) = (1/R_i) \exp(-t/\tau_i).$$

Рассмотрим экспериментальные зависимости $C_R(\omega)$ и $1/R(\omega)$. Заметим, что при известных частотных зависимостях $C(\omega)$ и $\operatorname{tg} \delta(\omega)$ зависимость $1/R(\omega)$ легко находится из соотношения $1/R(\omega) = \omega C(\omega) \operatorname{tg} \delta(\omega)$. Представим их в виде суммы составляющих, каждая из которых соответствует отдельному экспоненциальному члену переходной функции $h(t)$:

$$C_R(\omega) = \sum_{i=1}^n C_i / [1 + \omega^2 \tau_i^2] = \sum_{i=1}^n C_{Ri}(\omega);$$

$$1/R(\omega) = \sum_{i=1}^n \omega^2 \tau_i^2 / [1 + \omega^2 \tau_i^2] = \sum_{i=1}^n 1/R_i(\omega).$$

С учетом того, что релаксационный процесс, характеризующийся постоянной времени τ_i , соответствует спаду $C_{Ri}(\omega)$ или возрастанию $1/R_i(\omega)$ в диапазоне частот $0,1 \leq \omega \tau_i \leq 10$, можно предполагать, что каждый участок зависимостей $C_R(\omega)$ и $1/R(\omega)$, приходящийся на изменение частоты на 1...2 порядка, соответствует определенной экспоненциальной составляющей переходной функции $h(t)$. Тогда без учета сквозной проводимости конденсатора получим выражение для $h(t)$ в виде

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{1 + \omega^2 \tau_i^2} \frac{\cos \omega t}{\omega} d\omega = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \exp(-t/\tau_i);$$

2.6. Параметры эквивалентной схемы для

Тип диэлектрика	τ_i (с)		
	τ_1	τ_2	τ_3
Конденсаторная бумага КОН-II с неполярной пропиткой	$1,23 \cdot 10^{-1}$	$1,07 \cdot 10^{-3}$	$8,95 \cdot 10^{-6}$
Полиэтилентерефталат	$6,7 \cdot 10^{-4}$	$1,07 \cdot 10^{-5}$	$1,27 \cdot 10^{-7}$
Поликарбонат (ПК)	$3,2 \cdot 10^{-4}$	$2,54 \cdot 10^{-6}$	$2,85 \cdot 10^{-8}$
Политетрафторэтилен	$3,36 \cdot 10^{-4}$	$3,54 \cdot 10^{-6}$	$3,4 \cdot 10^{-8}$

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \frac{\omega^2 \tau_i^2}{1 + \omega^2 \tau_i^2} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega = \sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{R_i} \right) \exp \left(-\frac{t}{\tau_i} \right).$$

Определение параметров эквивалентной схемы конденсатора C_i , R_i и τ_i производится графически. Для этого весь частотный диапазон, в котором экспериментально определены зависимости $C_R(\omega)$ и $1/R(\omega)$ (рис. 2.25, а, б), разбивается на n поддиапазонов, внутри которых частота изменяется на 1 ... 2 порядка. Величины C_i и $1/R_i$ определяются как разности значений $C_R(\omega)$ и $1/R(\omega)$ на гра-

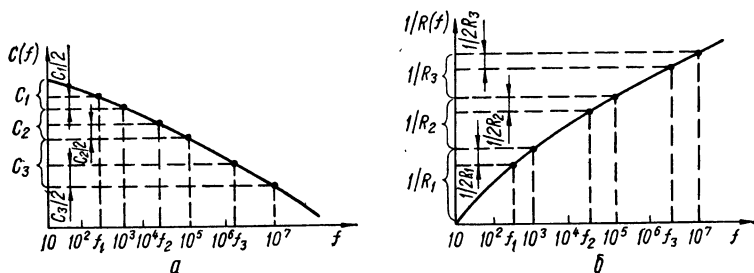


Рис. 2.25. К расчету параметров эквивалентной схемы конденсатора по частотной зависимости: а — его емкости $\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1}$; $\tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$; $\tau_3 = \frac{1}{2\pi f_3}$; $\alpha_1 = \frac{C_1}{C_n}$; $\alpha_2 = \frac{C_2}{C_n}$; $\alpha_3 = \frac{C_3}{C_n}$; б — его активной проводимости $\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1}$; $\tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$; $\tau_3 = \frac{1}{2\pi f_3}$; $C_1 = \frac{\tau_1}{R_1}$; $C_2 = \frac{\tau_2}{R_2}$; $C_3 = \frac{\tau_3}{R_3}$

никах соответствующего поддиапазона. Постоянную времени τ_i можно определить из условия уменьшения $C_{Ri}(\omega)$ до 0,5 C_i или $1/R_i(\omega)$ до

диэлектриков, используемых в конденсаторах

α_i				
τ_i	α_1	α_2	α_3	α_4
$1,42 \cdot 10^{-7}$	$6,4 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$3,6 \cdot 10^{-2}$	$7,5 \cdot 10^{-2}$
—	$8,7 \cdot 10^{-3}$	$2,54 \cdot 10^{-2}$	$4,45 \cdot 10^{-2}$	—
—	$2 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-5}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	—
—	$6,28 \cdot 10^{-4}$	$3,76 \cdot 10^{-4}$	$3 \cdot 10^{-4}$	—

$1/2 R_i$, так как в этом случае $\omega_i^2 \tau_i^2 = 1$, где ω_i — круговая частота, при которой $C_{Ri}(\omega)$ и $1/R_i(\omega)$ изменяются в 2 раза по сравнению с начальной частотой i -го поддиапазона.

Определять параметры эквивалентной схемы конденсатора предпочтительнее по частотной зависимости $1/R(\omega)$. Большой диапазон изменения $1/R(\omega)$ позволяет более точно выполнить эту операцию.

Из анализа зависимости потерь от параметров импульсного напряжения [17] видно, что при оценке числа ветвей эквивалентной схемы (или числа экспоненциальных слагаемых переходной функции), которые должны быть учтены, необходимо сравнивать их постоянные времени с частотными параметрами действующего на конденсатор напряжения. При учете ветвей с малой постоянной времени достаточно остановиться на такой, которая имеет $\tau_{i\text{мин}}$, соизмеримую с длительностью фронта или спада импульсного напряжения (в зависимости от того, который из них имеет меньшую длительность). При учете ветвей с большой постоянной времени можно ограничиться такой, которая имеет $\tau_{i\text{макс}}$, соизмеримую с периодом повторения импульсного напряжения. В большинстве случаев достаточно учесть 3 ... 5 цепочек $R_i C_i$, при этом погрешность расчета не превысит 10 %.

В табл. 2.6 приведены параметры τ_i и α_i для ряда диэлектриков, используемых в современном конденсаторостроении, определенные с помощью описанного метода [1].

Данные табл. 2.6 можно использовать для расчета мощности потерь аналитическими методами в тех случаях, когда отсутствуют частотные характеристики $C(\omega)$ и $\text{tg}\delta(\omega)$ конкретного конденсатора. При этом погрешность расчета не превысит (15—20) %. Для более точных расчетов необходимо располагать зависимостями $C(\omega)$ и $\text{tg}\delta(\omega)$ выбранного типоминнала конденсатора, по которым определяются его параметры τ_i и α_i .

РАСЧЕТ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА КОНДЕНСАТОРА

1. РАСЧЕТ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА КОНДЕНСАТОРА
ПРИ НЕПРЕРЫВНОЙ НАГРУЗКЕ

Задачей расчета теплового режима конденсатора является нахождение изменения превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора $\vartheta(t)$ над температурой окружающей среды [или изменения температуры этой точки $T(t)$] во времени, начиная с момента включения (или выключения) электрической нагрузки на основе

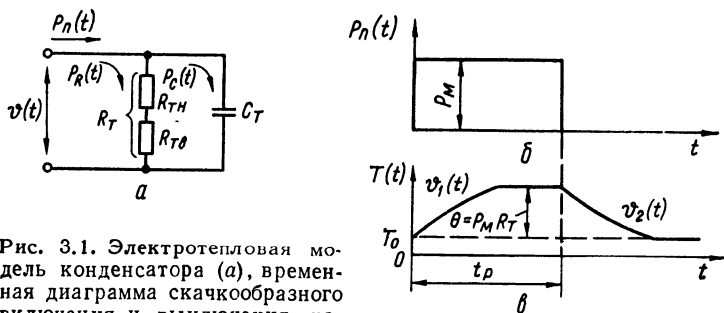


Рис. 3.1. Электротепловая модель конденсатора (а), временная диаграмма скачкообразного включения и выключения нагрузки (б) и характер изменения температуры (превышения температуры) наиболее нагретой точки конденсатора (в)

известных тепловых параметров модели конденсатора (R_T и τ_T) и известном изменении мощности потерь тепловыделения $P_n(t)$.

Рассмотрим основанные на электротепловом моделировании аналитические методы теплового анализа конденсатора.

Метод анализа теплового режима на основе решения дифференциального уравнения [26], описывающего поведение электротепловой модели (рис. 3.1, а). Для модели конденсатора

$$P_n(t) = P_R(t) + P_C(t),$$

где $P_R(t) = \vartheta(t)/R_T$; $P_C(t) = C_T d\vartheta(t)/dt$.

Исходя из этого, получаем дифференциальное уравнение

$$C_T \frac{d\vartheta(t)}{dt} + \frac{\vartheta(t)}{R_T} = P_n(t), \text{ или } \frac{d\vartheta(t)}{dt} + \frac{\vartheta(t)}{C_T R_T} = \frac{P_n(t)}{C_T}. \quad (3.1)$$

В простейшем случае предположим, что, начиная с момента времени $t = 0$ (рис. 3.1, б), на модель конденсатора действует постоянный уровень мощности $P_n(t) = P_M$ в течение достаточно длительного интервала времени t_p , который значительно превышает тепловую пос-

тоянную конденсатора, т. е. $t_p \gg \tau_T$. Изменение мощности при этом можно записать в виде

$$P_n(t) = \begin{cases} P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_p; \\ 0 & \text{при } t > t_p. \end{cases} \quad (3.2)$$

Общее решение уравнения (3.1) для промежутка времени $0 \leq t \leq t_p$, описывающее изменение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора над температурой окружающей среды при электротепловом моделировании и ступенчатым включении электрической нагрузки, будет иметь вид (рис. 3.1, а)

$$\vartheta_1(t) = P_M R_T [1 - \exp(-t/\tau_T)]. \quad (3.3)$$

Произведение $P_M R_T = \theta$ является установившимся значением превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора над температурой окружающей среды.

Для промежутка времени $t > t_p$ уравнение (3.1) однородное, его общее решение

$$\vartheta_2(t) = B \exp(-t/\tau_T). \quad (3.4)$$

При достаточно большой продолжительности электрической нагрузки, т. е. при $t_p \gg \tau_T$, можно считать, что превышение температуры наиболее нагретой точки конденсатора достигло установившегося значения и к моменту скачкообразного снятия электрической нагрузки $\vartheta_1(t_p) = \theta = P_M R_T$. Тогда $B = P_M R_T$ и

$$\vartheta_2(t) = P_M R_T \exp(-t/\tau_T). \quad (3.5)$$

Если время нахождения конденсатора под нагрузкой невелико, т. е. t_p и τ_T соизмеримы, то для определения B начальные условия $\vartheta_1(t_p) = \vartheta_2(0)$, откуда

$$B = P_M R_T [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] \quad (3.6)$$

и

$$\vartheta_2(t) = P_M R_T [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] \exp(-t/\tau_T). \quad (3.7)$$

Метод, основанный на использовании переходной функции цепи $C_T R_T$ — переходного сопротивления модели $R_T(t)$ [10]. Переходное сопротивление $R_T(t)$ представляет собой изменение сопротивления цепи $C_T R_T$ во времени при подаче на цепь скачка тока или его теплового аналога — скачка мощности $P_n(t) = P_M$. При параллельном соединении элементов цепи C_T и R_T переходное сопротивление модели может быть представлено в виде

$$R_T(t) = R_T [1 - \exp(-t/\tau_T)]. \quad (3.8)$$

Изменение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора в случае скачкообразного включения электрической нагрузки, описываемого выражением (3.2), для промежутка времени $0 \leq t \leq t_p$

$$\vartheta_1(t) = P_M R_T(t) = P_M R_T [1 - \exp(-t/\tau_T)]. \quad (3.9)$$

В случае более сложного изменения $P_n(t)$ для нахождения $\vartheta_1(t)$ следует воспользоваться интегралом свертки.

Изменение превышения температуры для интервала времени $t > t_p$ определяется с помощью принципа суперпозиции, откуда

$$\vartheta_2(t) = \vartheta_1(t) - \vartheta_1(t - t_p), \quad (3.10)$$

т. е. предполагаем, что на модель конденсатора действуют два сдвинутых во времени перепада мощности P_M разного направления, и реакция модели на эти перепады — алгебраическая сумма реакций на каждый из перепадов. Подставляя в выражение (3.10) значения $\vartheta_1(t)$ и $\vartheta_1(t - t_p)$, получаем

$$\vartheta_2(t) = P_M R_T [1 - \exp(-t/\tau_T)] \exp[-(t - t_p)/\tau_T], \quad (3.11)$$

При достаточно большой продолжительности электрического нагружения конденсатора, т. е. при $t_p \gg \tau_T$, можно полагать, что $\exp(-t_p/\tau_T) \rightarrow 0$ и

$$\vartheta_2(t) = P_M R_T \exp[-(t - t_p)/\tau_T]. \quad (3.12)$$

Таким образом, использование разных методов анализа теплового режима конденсатора дает совпадающие результаты.

2. РАСЧЁТ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА КОНДЕНСАТОРА В УСТАНОВИВШЕМСЯ ПОВТОРНО-КРАТКОВРЕМЕННОМ РЕЖИМЕ

Задачей расчета является получение в результате анализа расчетных формул, по которым можно определить наиболее важные характеристики теплового режима:

$\vartheta_p(t)$ — нарастание превышения температуры (или абсолютной температуры) наиболее нагретой точки конденсатора при действии импульса мощности;

$\vartheta_n(t)$ — уменьшение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора в паузе между импульсами мощности;

$\vartheta_{\max}$ — максимальное значение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора;

$\vartheta_{\min}$ — минимальное значение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора;

$\vartheta_{\text{ср}}$ — среднее значение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора в цикле нагрузки.

Расчет тепловых характеристик конденсатора в установившемся ПКР с применением методов на основе электротеплового моделирования конденсатора рассмотрим на примере простейшего ПКР, при котором импульсы мощности имеют идеальную прямоугольную форму (рис. 3.2, а), т. е. изменение мощности можно записать в виде

$$P_n(t) = \begin{cases} P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_p; \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n. \end{cases} \quad (3.13)$$

Метод, основанный на решении дифференциального уравнения. Решения уравнения (3.1) для разных интервалов времени:

для интервала времени $0 \leq t \leq t_p$

$$\vartheta_p(t) = P_M R_T + A \exp(-t/\tau_T); \quad (3.14)$$

для интервала времени $0 \leq t \leq t_n$

$$\vartheta_n(t) = B \exp(-t/\tau_T). \quad (3.15)$$

Постоянные интегрирования A и B определим из условий: непрерывности кривой $\vartheta(t)$, из которого вытекает равенство температур на границе интервалов t_p и t_n , т. е. $\vartheta_p(t_p) = \vartheta_n(0)$, и установившегося ПКР (или условием периодичности процесса), из которого вытекает равенство температур в начале каждого цикла нагрузки, т. е. $\vartheta_p(0) = \vartheta_n(t_n)$,

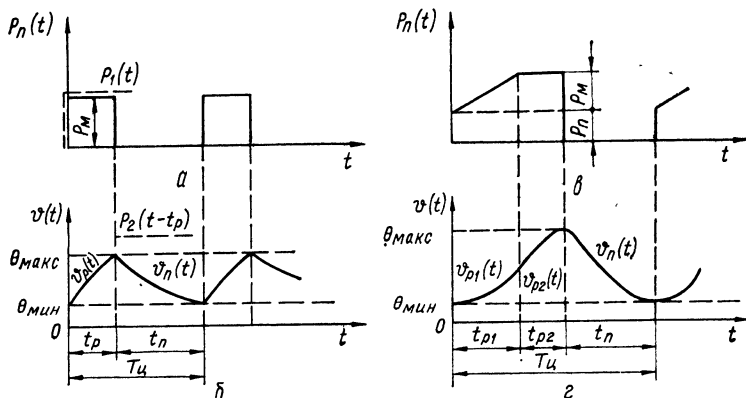


Рис. 3.2. Временные диаграммы импульсов мощности прямоугольных (а) и сложной формы (б) и соответственно изменения превышения температуры в установившемся ПКР (б, в)

Из этих условий получаем систему уравнений

$$\begin{cases} P_M R_T + A \exp(-t_p/\tau_T) = B; \\ P_M R_T + A = B \exp(-t_n/\tau_T). \end{cases}$$

Подставляя значения A и B соответственно в формулы (3.14) и (3.15), получаем:

нарастание превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора в интервале $0 \leq t \leq t_p$ (рис. 3.2, б)

$$\vartheta_p(t) = P_M R_T - P_M R_T [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] / [1 - \exp(-T_u/\tau_T)] \exp(-t/\tau_T); \quad (3.16)$$

спадание превышения температуры во время паузы между импульсами мощности в интервале времени $0 \leq t \leq t_n$ (рис. 3.2, б)

$$\vartheta_n(t) = P_M R_T [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] / [1 - \exp(-T_u/\tau_T)] \exp(-t/\tau_T). \quad (3.17)$$

Максимальное превышение температуры цикла установившегося ПКР $\vartheta_{\max}$ получаем подстановкой $t = t_p$ в формулу (3.16), или $t = 0$ в (3.17):

$$\vartheta_{\max} = P_M R_T [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] / [1 - \exp(-T_u/\tau_T)]. \quad (3.18)$$

Минимальное превышение температуры цикла получаем подстановкой $t = 0$ в выражение (3.16) или $t = t_n$ — в (3.17):

$$\theta_{\min} = P_M R_T \frac{1 - \exp(-t_p/\tau_T)}{1 - \exp(-T_{\text{ц}}/\tau_T)} \exp(-t_n/\tau_T). \quad (3.19)$$

Среднее значение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора всего цикла нагрузки определяют по формуле

$$\theta_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{ц}}} \left[\int_0^{t_p} \theta_p(t) dt + \int_0^{t_n} \theta_n(t) dt \right] = P_M R_T t_p / T_{\text{ц}}. \quad (3.20)$$

Метод с использованием операционного исчисления. Воздействующий импульс представим суммой двух смещенных во времени перепадов мощности $P_1(t)$ и $P_2(t - t_p)$ (рис. 3.2, а и б). Используя теорему запаздывания, изображение для любого импульса мощности в интервале времени $0 \leq t < \infty$ запишем в виде

$$P_n(p) = (P_M/p) [1 - \exp(-pt_p)]/[1 - \exp(-pT_{\text{ц}})].$$

Изображение изменения превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора связано с изображением мощности передаточной функцией тепловой модели зависимостью $K(p) = R_T/(1 + p\tau_T)$, которая представляет собой тепловое сопротивление цепи $C_T R_T$ в операторной форме, т. е.

$$\vartheta(p) = P_n(p) K(p) = \frac{P_M R_T}{p(1 + p\tau_T)} \frac{1 - \exp(-pt_p)}{1 - \exp(-pT_{\text{ц}})}. \quad (3.21)$$

Найдем принужденное изменение превышения температуры в установившемся ПКР $\vartheta_{\text{пр}}(t)$ как разность полного и свободного изменения превышения температуры, т. е.

$$\vartheta_{\text{пр}}(t) = \vartheta(t) - \vartheta_{\text{св}}(t). \quad (3.22)$$

Оригинал свободного изменения превышения температуры определяется как вычет функции $\vartheta(p) \exp(pt)$ относительно полюса передаточной функции цепи $p_1 = -1/\tau_T$:

$$\begin{aligned} \vartheta_{\text{св}}(t) &= \text{Res} [\vartheta(p) \exp(pt)]_{p_1} = -P_M R_T \times \\ &\times \frac{1 - \exp(t_p/\tau_T)}{1 - \exp(T_{\text{ц}}/\tau_T)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right). \end{aligned} \quad (3.23)$$

Оригинал полного превышения температуры во время действия первого импульса мощности определяется как результат воздействия только первого перепада мощности $P_1(t)$ в виде суммы вычетов относительно полюсов знаменателя (3.21) $p_1 = -1/\tau_T$, $p_2 = 0$:

$$\vartheta'(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res} \left[\frac{P_M}{p} K(p) \exp(pt) \right] = P_M R_T - P_M R_T \exp(-t/\tau_T). \quad (3.24)$$

В соответствии с выражением (3.22) изменение превышения температуры при действии импульса (интервал $0 \leq t \leq t_p$) в установившемся ПКР будет

$$\vartheta_p(t) = P_M R_T - P_M R_T \times \times \frac{\exp(t_p/\tau_T) - \exp(T_{\text{ц}}/\tau_T)}{1 - \exp(T_{\text{ц}}/\tau_T)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right). \quad (3.25)$$

Оригинал полного изменения превышения температуры во время первой паузы определяется как результат действия на тепловую модель конденсатора двух перепадов мощности $P_1(t)$ и $P_2(t - t_p)$ (рис. 3.2, а, б) в виде суммы вычетов:

$$\vartheta''(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res} \left\{ \frac{P_M [1 - \exp(-pt_p)] R_T}{p(1 + p\tau_T)} \exp(pt) \right\} = = -P_M R_T (1 - \exp(t_p/\tau_T)) \exp(-t/\tau_T). \quad (3.26)$$

Спадание превышения температуры в паузе между импульсами (интервал времени $0 \leq t \leq t_n$) в соответствии с формулой (3.22) в установившемся ПКР получим в результате алгебраического суммирования оригиналов (3.23) и (3.26)

$$\vartheta_n(t) = P_M R_T \frac{[1 - \exp(t_p/\tau_T)] \exp(T_{\text{ц}}/\tau_T)}{1 - \exp(T_{\text{ц}}/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T). \quad (3.27)$$

Таким образом, применение всех методов расчета теплового режима конденсатора в установившемся ПКР дает совпадающие результаты.

Пример 3.1. Рассчитать основные тепловые характеристики в установившемся ПКР при изменении $P_n(t)$, изображенном на рис. 3.2, в, которое можно записать в виде

$$P_n(t) = \begin{cases} P_n + \frac{P_M}{t_{p1}} t & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1}; \\ P_n + P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p2}; \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n. \end{cases} \quad (3.28)$$

Воспользуемся методом, основанным на решении дифференциального уравнения тепловой модели конденсатора, как наиболее универсальным. Запишем решения уравнения (3.1) для всех временных интервалов цикла:

для интервала $0 \leq t \leq t_{p1}$

$$\vartheta_{p1}(t) = P_n R_T + P_M R_T (t - \tau_T)/t_{p1} + A \exp(-t/\tau_T); \quad (3.29)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{p2}$

$$\vartheta_{p2}(t) = (P_n + P_M) R_T + B \exp(-t/\tau_T); \quad (3.30)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_n$

$$\vartheta_n(t) = C \exp(-t/\tau_T). \quad (3.31)$$

Приравнивая значения превышения температуры на границах между интервалами — условие непрерывности кривой $\vartheta(t)$ [$\vartheta_{p1}(t_{p1}) = \vartheta_{p2}(0)$; $\vartheta_{p2}(t_{p2}) = \vartheta_n(0)$] — и пользуясь условием установившегося ПКР [$\vartheta_{p1}(0) = \vartheta_n(t_n)$], получаем систему из трех уравнений для определения постоянных интегрирования A , B и C . Определитель этой системы и столбец свободных членов уравнений записывается следующим образом:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \exp(-t_{p1}/\tau_T), & -1, & 0 \\ 0, & \exp(-t_{p2}/\tau_T), & -1 \\ 1, & 0, & -\exp(-t_n/\tau_T) \end{vmatrix},$$

$$\begin{vmatrix} P_M R_T \tau_T / t_{p1} \\ -(P_n + P_M) R_T \\ P_M R_T \tau_T / t_{p1} - P_n R_T \end{vmatrix}.$$

Заменяя соответствующие столбцы в определителе Δ столбцами свободных членов, вычисляем последовательно Δ_A , Δ_B , Δ_C , а затем находим значения $A = \Delta_A/\Delta$, $B = \Delta_B/\Delta$, $C = \Delta_C/\Delta$. Подставив рассчитанные значения A , B и C соответственно в формулы (3.29) — (3.31), окончательно получим:

нарастание превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора в интервале $0 \leq t \leq t_{p1}$

$$\begin{aligned} \vartheta_{p1}(t) = & P_n R_T + \frac{P_M R_T}{t_{p1}} (t - \tau_T) + P_M R_T \times \\ & \times \frac{\exp(-t_n/\tau_T) + \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-(t_{p2} + t_n)/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right) - \\ & - P_n R_T \frac{1 - \exp(-t_n/\tau_T)}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right); \end{aligned} \quad (3.32)$$

нарастание превышения температуры этой же точки в интервале времени $0 \leq t \leq t_{p2}$

$$\begin{aligned} \vartheta_{p2}(t) = & (P_n + P_M) R_T + P_M R_T \times \\ & \times \frac{\exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_T) - \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \times \\ & \times \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right) - P_n R_T \frac{[1 - \exp(-t_n/\tau_T)] \exp(-t_{p1}/\tau_T)}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right); \end{aligned} \quad (3.33)$$

спадание превышения температуры в интервале времени $0 \leq t \leq l_n$

$$\begin{aligned} \vartheta_n(t) = & R_\Phi \times \\ & \times \frac{P_M \{1 - \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)] \exp(-t_{p2}/\tau_T)\} + P_n [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \times \\ & \times \exp(-l/\tau_T). \end{aligned} \quad (3.34)$$

Из соотношений (3.32) — (3.34) легко можно получить следующие расчетные формулы для конкретного установившегося ПКР:

максимальное значение превышения температуры наиболее нагретой точки — подстановкой $t = t_{p2}$ в (3.33) или $t = 0$ в (3.34):

$$\begin{aligned} \theta_{\max} &= R_T \times \\ &\times \frac{P_M \{1 - \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)] \exp(-t_{p2}/\tau_T)\} + P_n [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)}; \end{aligned} \quad (3.35)$$

минимальное значение превышения температуры — подстановкой $t = t_n$ в выражение (3.34) или $t = 0$ — в (3.32):

$$\begin{aligned} \theta_{\min} &= R_T \times \\ &\times \frac{P_M \{1 - \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)] \exp(-t_{p2}/\tau_T)\} + \\ &\quad + P_n [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \times \\ &\times \exp\left(-\frac{t_n}{\tau_T}\right). \end{aligned} \quad (3.36)$$

Интегрируя изменения превышения температуры по всем интервалам цикла с последующим усреднением по длительности цикла, получаем среднее значение превышения температуры

$$\theta_{\text{ср}} = P_n R_T [(t_{p1} + t_{p2})/T_u] + P_M R_T (t_{p1}/2T_u + t_{p2}/T_u). \quad (3.37)$$

Представляет интерес анализ и проверка полученных выше соотношений. Так, если предположить $P_M = 0$, то получим частный случай воздействия на тепловую модель конденсатора идеального прямоугольного импульса амплитудой P_n и длительностью $t_{p1} + t_{p2}$, а выражения, например (3.32) и (3.34), при этом принимают вид

$$\begin{aligned} \vartheta_{p1,2}(t) &= P_n R_T - P_n R_T \frac{1 - \exp(-t_n/\tau_T)}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T); \\ \vartheta_n(t) &= P_n R_T \frac{1 - \exp[-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_T]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T), \end{aligned}$$

что, как видно, совпадает с выражениями (3.16) и (3.17) для прямоугольных импульсов.

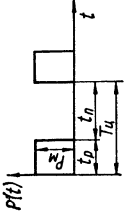
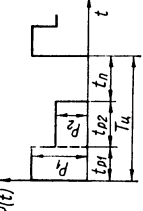
Аналогичный результат получим, предположив, что $t_{p1} \rightarrow 0$. При этом условии амплитуда прямоугольного импульса (рис. 3.2, в) равна $P_n + P_M$, а в слагаемом формулы (3.35) — $P_M \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)] \times \exp(-t_{p2}/\tau_T) = f(t_{p1})/\varphi(t_{p1})$ имеет место неопределенность вида $0/0$. Раскрывая ее по правилу Лопитала, получаем

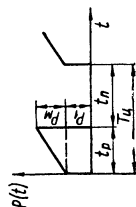
$$\lim_{t_{p1} \rightarrow 0} f(t_{p1})/\varphi(t_{p1}) = \lim_{t_{p1} \rightarrow 0} f'(t_{p1})/\varphi'(t_{p1}) = -P_M \exp(-t_{p2}/\tau_T).$$

С учетом этого выражение (3.35) при $t_{p1} = 0$ примет вид, аналогичный формуле (3.18).

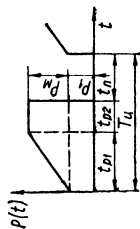
Полученные формулы (3.32) — (3.37) можно использовать для получения частных случаев при соответствующих упрощающих предположениях. Например, полагая, что $P_n = 0$, получаем импульс мощ-

3.1. Расчетные формулы тепловых характеристик конденсатора

Временная диаграмма и закон изменения мощности	Расчетные формулы
 $P(t) = \begin{cases} P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_p \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$\phi_p(t) = P_M R_\tau \left[1 - \frac{1 - \exp(-t_n/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_\tau}\right) \right];$ $\phi_n(t) = P_M R_\tau \frac{1 - \exp(-t_p/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_\tau}\right);$ $\theta_{\text{макс}} = P_M R_\tau \frac{1 - \exp(-t_p/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)};$ $\theta_{\text{мин}} = P_M R_\tau \frac{1 - \exp(-t_p/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t_n/\tau_\tau);$ $\theta_{\text{ср}} = P_M R_\tau t_p / T_u$
 $P(t) = \begin{cases} P_1 & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1} \\ P_2 & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p2} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$\phi_{p1} = P_1 R_\tau + R_\tau \times$ $\times \frac{P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)] \exp(-t_n/\tau_\tau) - P_1 [1 - \exp(-t_{p2} - t_n)/\tau_\tau]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_\tau);$ $\phi_{p2}(t) = P_2 R_\tau + R_\tau \frac{P_1 [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_\tau)] - P_2 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_\tau)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_\tau);$ $\phi_n(t) = R_\tau \frac{P_1 [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_\tau)] \exp(-t_{p2}/\tau_\tau) + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_\tau);$ $\theta_{\text{макс}} = R_\tau \frac{P_1 [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_\tau)] \exp(-t_{p2}/\tau_\tau) + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)};$



$$P(t) = \begin{cases} P_1 + P_M t/t_p & \text{при } 0 \leq t \leq t_p \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$



$$\theta_{\min} = R_T \frac{P_1 [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)] \exp(-t_{p2}/\tau_T) + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_T)]}{1 - \exp(T_u/\tau_T)} \exp(-t_n/\tau_T);$$

$$\phi_p(t) = P_1 R_T + \frac{P_M R_T}{t_p} (t - \tau_T) + R_T \times \\ \times \frac{P_M \{ \exp(-t_n/\tau_T) + \tau_T/t_p [1 - \exp(-t_n/\tau_T)] - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_T)] \}}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T);$$

$$\phi_n(t) = R_T \frac{P_1 [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] + P_M \{ 1 - \tau_T/t_p [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] \}}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T);$$

$$\theta_{\max} = R_T \frac{P_1 [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] + P_M \{ 1 - \tau_T/t_p [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] \}}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)};$$

$$\theta_{cp} = R_T (P_1 t_p/T_u + P_M t_p/2T_u);$$

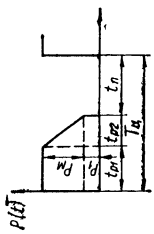
$$\theta_{\min} = R_T \frac{P_1 [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] + P_M \{ 1 - \tau_T/t_p [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] \}}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp(-t_n/\tau_T)$$

$$\phi_{p1}(t) = P_1 R_T + \frac{P_M R_T}{t_{p1}} (t - \tau_T) + R_T \times$$

$$\times \frac{P_M \{ \exp(-t_n/\tau_T) + \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-(t_{p2} + t_n)/\tau_T)] - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_T)] \}}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T);$$

$$\phi_{p2}(t) = (P_M + P_1) R_T + R_T \times$$

$$P_M \{ \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_T) - \tau_T/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_T)] - \\ - P_1 [1 - \exp(-t_p/\tau_T)] \exp(-t_{p1}/\tau_T) \} \times \\ \times \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_T)}{1 - \exp(-t/\tau_T)} \exp(-t/\tau_T);$$

Временная диаграмма и закон изменения мощности	Расчетные формулы
$P(t) = \begin{cases} P_1 + P_M t/t_{p1} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1} \\ P_1 + P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p2} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$\phi_n(t) = R_\tau \frac{P_M \{1 - \tau_n/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_n)] \exp(-t_{p2}/\tau_n)\} + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_n)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_n)} \exp(-t/\tau_n);$ $\theta_{\max} = R_\tau \frac{P_M \{1 - \exp \tau_n/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_n)] \exp(-t_{p2}/\tau_n)\} + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_n)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_n)};$ $\theta_{\min} = R_\tau \frac{P_M \{1 - \tau_n/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_n)] \exp(-t_{p2}/\tau_n)\} + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_n)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_n)} \exp(-t_p/\tau_n);$ $\theta_{\text{ср}} = P_1 R_\tau [(t_{p1} + t_{p2})/T_u] + P_M R_\tau (t_{p1}/2T_u + t_{p2}/T_u)$
	$\phi_{p1}(t) = (P_1 + P_M) R_\tau + R_\tau \times$ $P_M \frac{\{\tau_n/t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_n)] \exp(-t_p/\tau_n) - 1\} - P_1 [1 - \exp(-t_p/\tau_n)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_n)} \exp(-t/\tau_n);$ $\phi_{p2}(t) = (P_1 + P_M) R_\tau - P_M R_\tau/t_{p2} (t - \tau_n) - R_\tau \times$ $P_M \frac{\{\tau_n/t_{p2} [1 - \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_n)] + \exp(-t_{p1}/\tau_n)\} + P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_n)] \exp(-t_{p1}/\tau_n)}{1 - \exp(-T_u/\tau_n)} \exp(-t/\tau_n);$ $\phi_n(t) = R_\tau \times$

$$P_M \{ \tau_\tau / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)] - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau) \} + \\ \times \frac{P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_\tau);$$

$$P_M \{ \tau_\tau / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)] - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau) \} + \\ + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau)] \\ \theta_{\max} = R_\tau \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)};$$

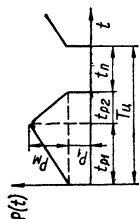
$$P_M \{ \tau_\tau / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)] - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau) \} + \\ + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau)] \\ \theta_{\min} = R_\tau \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t_n/\tau_\tau);$$

$$\theta_{cp} = P_1 R_\tau [t_{p1} + t_{p2}/T_u] + P_M R_\tau (t_{p1}/T_u + t_{p2}/2T_u)$$

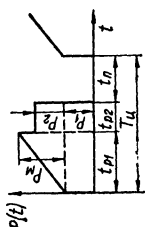
$$\phi_{p1}(t) = P_1 R_\tau + P_M R_\tau / t_{p1} (t - \tau_\tau) + R_\tau \times \\ P_M \tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-(t_{p2} + t_n)/\tau_\tau)] + P_M \tau_\tau / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)] \times \\ \times \frac{\exp(-t_n/\tau_\tau) - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_\tau)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_\tau);$$

$$\phi_{p2}(t) = (P_1 + P_M) R_\tau - P_M R_\tau / t_{p2} (t - \tau_\tau) - R_\tau \times \\ P_M \tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_\tau)] + P_M \tau_\tau / t_{p2} [1 - \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_\tau)] + \\ + P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_\tau)] \exp(-t_{p1}/\tau_\tau) \\ \times \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_\tau);$$

$$P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_\tau)] - P_M \tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_\tau)] \times \\ \times \exp(-t_{p2}/\tau_\tau) + P_M \tau_\tau / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_\tau)] \\ \theta_{\max} = R_\tau \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)};$$



$$P(t) = \begin{cases} P_1 + P_M t / t_{p1} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1} \\ P_1 + P_M (1 - t / t_{p2}) & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p2} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

Временная диаграмма и закон изменения мощности	Расчетные формулы
	$\theta_{\min} = \frac{P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_r)] - P_M \tau_r / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_r)] \times \times \exp(-t_{p2}/\tau_r) + P_M \tau_r / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_r)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_r)} \exp(-t/\tau_r);$ $\theta_{\text{ср}} = P_1 R_\tau [(t_{p1} + t_{p2}/T_u)] + P_M R_\tau [(t_{p1} + t_{p2})/2T_u];$ $P_{\Sigma} [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_r)] - P_M \tau_r / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_r)] \times \times \exp(-t_{p2}/\tau_r) + P_M \tau_r / t_{p2} [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_r)]$ $\phi_n(t) = R_\tau \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_r)}{1 - \exp(-t/\tau_r)} \exp(-t/\tau_r);$
 $P(t) = \begin{cases} P_1 + P_M t / t_{p1} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1} \\ (P_1 + P_2) & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p2} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$\phi_{p1}(t) = P_1 R_\tau + P_M R_\tau / t_{p1} (t - \tau_r) + R_\tau \times \times \frac{P_M \{\tau_r / t_{p1} [1 - \exp(-(t_{p2} + t_n)/\tau_r)] + \exp(-(t_{p2} + t_n)/\tau_r)\} + + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_r)] \exp(-t/\tau_r) - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_r)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_r)} \exp(-t/\tau_r);$ $\phi_{p2}(t) = (P_1 + P_2) R_\tau + R_\tau \times \times \frac{P_M \{1 - \tau_r / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_r)] - P_2 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_r)] - - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_r)] \exp(-t_{p1}/\tau_r)\}}{1 - \exp(-T_u/\tau_r)} \exp(-t/\tau_r);$ $\phi_n(t) = R_\tau \frac{P_M \{1 - \tau_r / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_r)] \exp(-t_{p2}/\tau_r) + + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_r)] + P_1 [1 - \exp(-(t_{p2} + t_n)/\tau_r)]\}}{1 - \exp(-T_u/\tau_r)} \exp(-t/\tau_r);$

$$\theta_{\text{макс}} = R_{\tau} \frac{P_M \{1 - \tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(t_{p1}/\tau_{\tau})]\} \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau}) + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau})] + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_{\tau})]}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})};$$

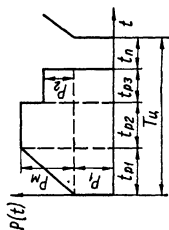
$$\theta_{\text{мин}} = R_{\tau} \frac{P_M \{1 - \tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_{\tau})]\} \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau}) + P_2 [1 - \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau})] + P_1 (1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_{\tau})) \exp(-t_n/\tau_{\tau})}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})};$$

$$\theta_{\text{ср}} = P_M R_{\tau} t_{p1}/2T_u + P_2 t_{p2}/T_u + P_1 (t_{p1} + t_{p2})/T_u$$

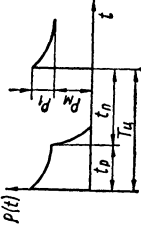
$$\begin{aligned} \phi_{p1}(t) &= P_1 R_{\tau} + P_M R_{\tau} t_{p1} (t - \tau_{\tau}) + R_{\tau} \times \\ &\times \frac{P_M \{\tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-(t_{p2} + t_{p3} + t_n)/\tau_{\tau})] + \exp(-(t_{p3} + t_n)/\tau_{\tau})\} - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_{\tau})]}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})} \times \\ &\times \exp(-t/\tau_{\tau}) + R_{\tau} \frac{P_2 [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau})] \exp(-t_n/\tau_{\tau})}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_{p2}(t) &= (P_M + P_1) R_{\tau} - R_{\tau} \frac{P_M \{\tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_{\tau})] - \exp(-(t_{p1} + t_{p3} + t_n)/\tau_{\tau})\} + P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_{\tau})]}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})} \times \\ &\times \exp(-t/\tau_{\tau}) - \frac{P_2 [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau})] \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_{\tau})}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})} \exp(-t/\tau_{\tau}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_{p3}(t) &= (P_1 + P_2) R_{\tau} + R_{\tau} \frac{P_M \{1 - \tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_{\tau})] \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau})\} - P_1 [1 - \exp(-t_n/\tau_{\tau})] \exp(-(t_{p1} + t_{p2})/\tau_{\tau})}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})} \times \\ &\times \exp(-t/\tau_{\tau}) - R_{\tau} \frac{P_2 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2} + t_n)/\tau_{\tau})]}{1 - \exp(-T_u/\tau_{\tau})} \exp(-t/\tau_{\tau}); \end{aligned}$$

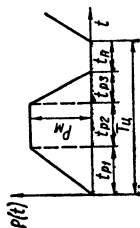


$$p(t) = \begin{cases} P_1 + P_M t/t_{p1} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1} \\ P_1 + P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p2} \\ P_1 + P_2 & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p3} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

Временная диаграмма и закон изменения мощности	Расчетные формулы
	$\Phi_{\Pi}(t) = R_{\tau} \frac{P_M \{1 - \tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_{\tau})] \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau}) \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau}) + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2} + t_{p3})/\tau_{\tau})] + P_2 [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau})]\} \exp(-t/\tau_{\tau})}{1 - \exp(-T_{\Pi}/\tau_{\tau})};$ $\theta_{\max} = R_{\tau} \frac{P_M \{1 - \tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_{\tau})] \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau}) \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau}) + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2} + t_{p3})/\tau_{\tau})] + P_2 [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau})]\}}{1 - \exp(-T_{\Pi}/\tau_{\tau})};$ $\theta_{\min} = R_{\tau} \frac{P_M \{1 - \tau_{\tau}/t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_{\tau})] \exp(-t_{p2}/\tau_{\tau}) \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau}) + P_1 [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2} + t_{p3})/\tau_{\tau})] + P_2 [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_{\tau})]\}}{1 - \exp(-T_{\Pi}/\tau_{\tau})} \exp(-t_{\Pi}/\tau_{\tau});$ $\theta_{cp} = P_M R_{\tau} [(t_{p1} + 2t_{p2})/2T_{\Pi}] + P_2 R_{\tau} t_{p3}/T_{\Pi} + P_1 R_{\tau} [(t_{p1} + t_{p2} + t_{p3})/T_{\Pi}]$
	$\Phi_p(t) = P_M R_{\tau} - P_1 R_{\tau} \tau_{\tau} / (\tau_{\tau} - \tau_{\tau}) \exp(-t/\tau_{\tau}) - R_{\tau} \times$ $P_M \{ [1 - \exp(-t_{\Pi}/\tau_{\tau})] - (\tau_{\tau}/\tau_{\tau} - \tau_{\tau}) \exp(-t_{\Pi}/\tau_{\tau}) \} -$ $\times \frac{P_1 \tau_{\tau} / \tau_{\tau} - \tau_{\tau} [1 - \exp(-t_{\Pi}/\tau_{\tau})] \exp(-t_{\Pi}/\tau_{\tau})}{1 - \exp(-T_{\Pi}/\tau_{\tau})} \exp(-t/\tau_{\tau});$

$$P(t) = \begin{cases} P_M + P_1 \exp(-t/\tau_3) & \text{при } 0 \leq t \leq t_p \\ P_M \exp(-t/\tau_3) & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \Phi_n(t) &= R_\tau \times \\ & \times \frac{P_M \{ [1 - \exp(-t_p/\tau_\tau)] + \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) \} + P_1 \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) [\exp(-t_p/\tau_\tau) - \exp(-t_p/\tau_3)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \times \\ & \times \exp(-t/\tau_\tau) - P_M R_\tau \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) \exp(-t/\tau_3); \\ P_M \{ [1 - \exp(-t_p/\tau_\tau)] + \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) \exp(-t_p/\tau_\tau) \} + \\ & + P_1 \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) [\exp(-t_p/\tau_\tau) - \exp(-t_p/\tau_3)] \\ \theta_{\text{макс}} &= R_\tau \frac{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)}; \\ \theta_{\text{мин}} &= R_\tau \times \\ & \times \frac{P_M \{ [1 - \exp(-t_p/\tau_\tau)] + \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) \} + P_1 \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) [\exp(-t_p/\tau_\tau) - \exp(-t_p/\tau_3)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \times \\ & \times \exp(-t_n/\tau_\tau) - P_M R_\tau \tau_3/(\tau_\tau - \tau_3) \exp(-t_n/\tau_3); \\ \theta_{\text{ср}} &= P_M R_\tau \left\{ t_p/T_u - \frac{\tau_3 \{ \tau_3 [1 - \exp(-t_n/\tau_\tau)] + \tau_\tau \}}{(\tau_\tau - \tau_3) T_u} \right\} + P_1 R_\tau \frac{\tau_3 [1 - \exp(-t_p/\tau_3)]}{T_u} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \Phi_{p1}(t) &= P_M R_\tau / t_{p1} (t - \tau_\tau) + P_M R_\tau \times \\ & \times \frac{\tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-(t_{p2} + t_{p3} + t_n)/\tau_\tau)] + \tau_\tau / t_{p3} [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_\tau)] \exp(-t_n/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \times \\ & \times \exp(-t/\tau_\tau); \\ \Phi_{p2}(t) &= P_M R_\tau - P_M R_\tau \times \\ & \times \frac{\tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1}/\tau_\tau)] - \tau_\tau / t_{p3} [1 - \exp(-t_{p3}/\tau_\tau)] \exp(-(t_{p1} + t_n)/\tau_\tau)}{1 - \exp(-T_u/\tau_\tau)} \exp(-t/\tau_3); \end{aligned}$$

Временная диаграмма и закон изменения мощности	Расчетные формулы
$P(t) = \begin{cases} P_M t / t_{p1} & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p1} \\ P_M & \text{при } 0 \leq t \leq t_p \\ P_M (1 - t / t_{p3}) & \text{при } 0 \leq t \leq t_{p3} \\ 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_n \end{cases}$	$\begin{aligned} \phi_{p3}(t) &= P_M R_\tau - P_M R_\tau / t_{p3} (t - \tau_\tau) - P_M R_\tau \times \\ &\times \frac{\tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1} / \tau_\tau)] \exp(-t_{p2} / \tau_\tau) + \tau_\tau / t_{p3} [1 - \exp(-(t_{p1} + t_{p2} + t_n) / \tau_\tau)]}{1 - \exp(-T_u / \tau_\tau)} \times \\ &\times \exp(-t / \tau_\tau); \\ \theta_{cp} &= P_M R_\tau [(t_{p1} + t_{p2} + t_{p3}) / 2 T_u]; \\ \phi_n(t) &= P_M R_\tau \times \\ &\times \frac{\tau_\tau / t_{p3} [1 - \exp(-t_{p3} / \tau_\tau)] - \tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1} / \tau_\tau)] \exp[-(t_{p2} + t_{p3}) / \tau_\tau]}{1 - \exp(-T_u / \tau_\tau)} \exp(-t / \tau_\tau); \\ \theta_{\max} &= P_M R_\tau \times \\ &\times \frac{\tau_\tau / t_{p3} [1 - \exp(-t_{p3} / \tau_\tau)] - \tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1} / \tau_\tau)] \exp[-(t_{p2} + t_{p3}) / \tau_\tau]}{1 - \exp(-T_u / \tau_\tau)}; \\ \theta_{\min} &= P_M R_\tau \times \\ &\times \frac{\tau_\tau / t_{p3} [1 - \exp(-t_{p3} / \tau_\tau)] - \tau_\tau / t_{p1} [1 - \exp(-t_{p1} / \tau_\tau)] \exp[-(t_{p2} + t_{p3}) / \tau_\tau]}{1 - \exp(-T_u / \tau_\tau)} \exp(-t_n / \tau_\tau) \end{aligned}$

ности с линейным фронтом, плоской вершиной и нулевым по длительности спадом, при этом (3.32) — (3.37) несколько упростятся. Полагая, что $P_n = 0$ и $t_{p2} = 0$, получаем импульс пилообразной формы, а формулы (3.32) — (3.37) для него еще более упростятся. Аналогичные результаты получаются и при использовании других методов расчета.

Формулы для расчета основных характеристик теплового режима в установившемся ПКР для ряда форм импульсов мощности приведены в табл. 3.1.

3. РАСЧЕТ НЕУСТАНОВИВШЕГОСЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА

Значение тепловой постоянной конденсаторов τ_T в зависимости от их размеров колеблется от единиц минут — для малогабаритных конденсаторов до единиц часов — для конденсаторов больших габаритов. Поэтому время установления стационарного теплового режима также велико и зачастую значительно превышает необходимое время работы того или иного электронного устройства. Малое необходимое

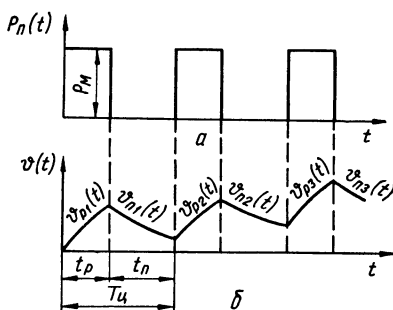


Рис. 3.3. Временные диаграммы серии прямоугольных импульсов мощности (а) и изменения превышения температуры (б) в переходном процессе

время работы обуславливает довольно широкие возможности либо уменьшения габаритов конденсаторов, а следовательно, и аппаратуры в целом, либо значительного форсирования электрического режима. Чтобы определить допустимую степень форсирования, необходимо располагать надежными и удобными для инженерной практики методами расчета тепловых характеристик конденсатора в переходном процессе установления ПКР.

Анализ теплового режима конденсатора в переходном процессе базируется на принципах электротеплового моделирования. В качестве расчетной принята простейшая тепловая модель конденсатора (рис. 3.1, а).

Импульсы мощности имеют идеальную прямоугольную форму (рис. 3.3, а). Наиболее рациональным для данной задачи является операторный метод.

Изображение мощности тепловыделения при действии n -го импульса мощности в интервале времени $(n-1)T_u \leq t \leq (n-1)T_u + t_p$ найдем на основании теоремы запаздывания суммированием изображений обоих перепадов мощности $(n-1)$ импульсов и первого перепада n -го импульса

$$P_n^*(p) = \frac{P_M}{p} \left\{ \frac{1 - \exp[-p(n-1)T_u]}{1 - \exp(-pT_u)} [1 - \exp(-pt_p)] + \exp[-p(n-1)T_u] \right\}.$$

Аналогично, изображение мощности в n -й паузе будет

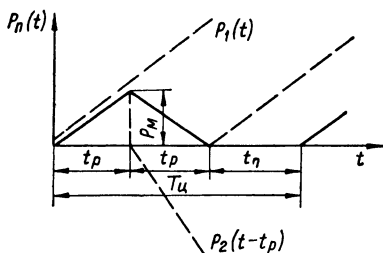
$$P_n^{**}(p) = \frac{P_M}{p} \frac{[1 - \exp(-pnT_u)]}{1 - \exp(-pT_u)} [1 - \exp(-pt_p)].$$

Для переходного процесса определяем изменение превышения температуры при действии n -го импульса мощности

$$\begin{aligned} \vartheta_{pn}(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res} \left[\frac{P_n^*(p) R_T}{1 + p\tau_T} \exp(pt) \right] = P_M R_T - \\ - P_M R_T \left\{ \exp \frac{(n-1)T_u}{\tau_T} - \left(\exp \frac{t_p}{\tau_T} - 1 \right) \times \right. \\ \left. \times \frac{\exp[(n-1)T_u/\tau_T] - 1}{\exp T_u/\tau_T - 1} \right\} \exp \left(-\frac{t}{\tau_T} \right), \end{aligned} \quad (3.38)$$

и для n -й паузы спадание превышения температуры

$$\begin{aligned} \vartheta_{nn}(t) = \sum_{p_1, p_2} \text{Res} \left[\frac{P_n^{**}(p) R_T}{1 + p\tau_T} \exp(pt) \right] = \\ = P_M R_T \frac{(\exp nT_u/\tau_T - 1) [\exp(t_p/\tau_T) - 1]}{\exp(T_u/\tau_T) - 1} \exp(-t/\tau_T). \end{aligned} \quad (3.39)$$



Пример 3.2. Рассмотрим применение операторного метода расчета для случая треугольной формы импульса мощности $P_n(t)$, изображенной на рис. 3.4. Действующий импульс

Рис. 3.4. Временная диаграмма треугольных импульсов мощности и представление их суммой линейных функций

мощности в данном случае получается в результате алгебраического суммирования трех неограниченно возрастающих линейных функций (штриховые линии на рис. 3.4):

$$P_n(t) = P_1(t) - P_2(t - t_p) + P_3(t - 2t_p), \quad (3.40)$$

где $P_1(t) = (P_M/t_p)t$; $P_2(t - t_p) = (2P_M/t_p)(t - t_p)$; $P_3(t - 2t_p) = (P_M/t_p)(t - 2t_p)$.

Используя теорему запаздывания, находим изображения мощности на характерных участках импульса в n -м цикле нагружения суммирования с учетом выражения (3.40):

при действии фронта n -го импульса в интервале времени $(n-1)T_u \leq t \leq (n-1)T_u + t_p$

$$\begin{aligned} P_{nn}^*(p) = \frac{P_M}{p^2 t_p} \left\{ \frac{1 - \exp[-p(n-1)T_u]}{1 - \exp(-pT_u)} [1 - \exp(-pt_p)]^2 + \right. \\ \left. + \exp[-p(n-1)T_u] \right\}; \end{aligned}$$

при действии спада n -го импульса в интервале времени $(n-1)T_u + t_p \leq t \leq (n-1)T_u + 2t_p$

$$P_{nn}^{**}(p) = \frac{P_M}{p^2 t_p} \frac{1 - \exp[-p(n-1)T_u]}{1 - \exp(-pT_u)} [1 - \exp(-pt_p)]^2 + \\ + \frac{P_M}{p^2 t_p} \{ \exp[-p(n-1)T_u] [1 - 2\exp(-pt_p)] \};$$

в n -й паузе в интервале $(n-1)T_u + 2t_p \leq t \leq nT_u$

$$P_{nn}^{***}(t) = \frac{P_M}{p^2 t_p} \frac{1 - \exp(-pnT_u)}{1 - \exp(-pT_u)} [1 - \exp(-pt_p)]^2.$$

С учетом передаточной функции тепловой модели определяем изменение превышения температуры наиболее нагретой точки конденсатора:

при действии фронта n -го импульса

$$\vartheta_{p1}(t) = \sum_{p_{1,2}, p_3} \text{Res} [P_{nn}^*(p) K(p) \exp(pt)] = \frac{P_M R_T}{t_p} (t - \tau_T) + \\ + P_M R_T \frac{\tau_T}{t_p} \left\{ \frac{[1 - \exp(-t_p/\tau_T)]^2 [1 - \exp(-(n-1)T_u/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \times \right. \\ \left. \times \exp(-t_n/\tau_T) + 1 \right\} \exp(-t/\tau_T);$$

при действии спада n -го импульса

$$\vartheta_{p2}(t) = \sum_{p_{1,2}, p_3} \text{Res} [P_{nn}^{**}(p) K(p) \exp(pt)] = P_M R_T - \frac{P_M R_T}{t_p} \times \\ \times (t - \tau_T) + P_M R_T \frac{\tau_T}{t_p} \times \\ \times \left\{ \frac{[1 - \exp(-t_p/\tau_T)]^2 [1 - \exp(-(n-1)T_u/\tau_T)] \exp(-(t_p + t_n)/\tau_T)}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} - \right. \\ \left. - [2 - \exp(-t_p/\tau_T)] \right\} \exp(-t/\tau_T);$$

во время n -й паузы

$$\vartheta_n(t) = \sum_{p_{1,2}, p_3} \text{Res} [P_{nn}^{***}(p) K(p) \exp(pt)] = P_M R_T \frac{\tau_T}{t_p} \times \\ \times \frac{[1 - \exp(-t_p/\tau_T)]^2 [1 - \exp(-nT_u/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)} \exp\left(-\frac{t}{\tau_T}\right). \quad (3.41)$$

Максимальное значение температуры n -го цикла определяется при подстановке $t = 0$ в формулу (3.41), т. е. в начале паузы

$$\vartheta_{\text{макс}} = P_M R_T \frac{\tau_T}{t_p} \frac{[1 - \exp(-t_p/\tau_T)]^2 [1 - \exp(-nT_u/\tau_T)]}{1 - \exp(-T_u/\tau_T)}.$$

а минимальное значение превышения температуры — в конце n -й паузы при подстановке $t = t_n$ в (3.41):

$$\theta_{\min} = P_M R_T \frac{\tau_T [1 - \exp(-t_p/\tau_T)]^2 [1 - \exp(-nT_{\text{ц}}/\tau_T)]}{t_p [1 - \exp(-T_{\text{ц}}/\tau_T)]} \exp\left(-\frac{t_n}{\tau_T}\right).$$

По формулам (3.38) и (3.39), задавая разные значения t и $n = 1, 2, 3, \dots$, было рассчитано изменение превышения температуры наиболее нагретой точки от момента включения нагрузки до установившегося теплового режима для конденсатора К50-27-250-47 [40]. Результат расчета показан на рис. 3.5 в виде сплошной кривой 1. На этом же рисунке штриховой кривой 2 показана экспериментально снятая зависимость превышения температуры наиболее нагретой точки при расчетных параметрах ПКР. Максимальное расхождение в значениях

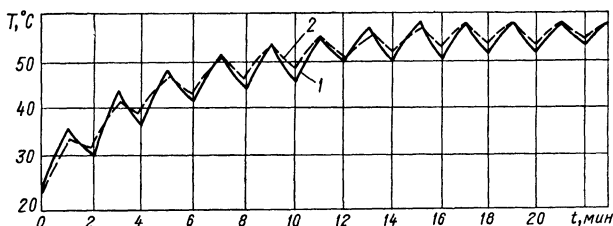


Рис. 3.5. Зависимость температуры наиболее нагретой точки конденсатора К50-27-250-47 в ПКР: 1 — расчетные, 2 — экспериментальные данные

превышения температуры наблюдается на границах интервалов t_p и t_n и составляет $3 \dots 4^\circ \text{C}$, что не превышает 10 %. После 15 мин работы, как видно из хода кривых 1 и 2, наступает установившийся ПКР, в котором также наблюдается хорошее совпадение результатов расчета и эксперимента.

4. МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДОПУСТИМЫХ НАГРУЗОК КОНДЕНСАТОРА

При оценке допустимости того или иного режима работы конденсатора необходимо проанализировать влияние каждого из факторов (см. § 2 гл. 1), определяющих работоспособность конденсатора. В результате этого определяется максимально допустимый размах действующего на конденсатор напряжения по каждому фактору с целью обеспечения требуемой долговечности. Затем из полученных значений выбирается наименьшее, которое определяет ограничивающий фактор, лимитирующий работоспособность конденсатора в данном конкретном режиме.

Определение допустимого размаха напряжения по допустимому нагреву конденсатора

Допустимый размах напряжения на конденсаторе определяется допустимой степенью нагрева конденсатора по сравнению с температурой окружающей среды, обусловленного потерями энергии в диэлек-

трике, электродах и обмотке конденсатора. Допустимая мощность, рассеиваемая в конденсаторе в виде потерь, определяется выражением [33]

$$P_{\text{п. доп}} = \alpha_T S_{\text{бок}} \theta_{\text{доп}}, \quad (3.42)$$

где α_T — коэффициент теплоотдачи, Вт/(см² · К); $S_{\text{бок}}$ — боковая поверхность конденсатора — поверхность охлаждения; $\theta_{\text{доп}} = T_k - T_o$ — допустимое превышение температуры корпуса конденсатора T_k над температурой окружающей среды T_o .

Допустимую мощность потерь в конденсаторе можно также представить, как было показано в гл. 2, выражением

$$P_{\text{п. доп}} = U_{\text{р. доп}}^2 C_n F_n N_1, \quad (3.43)$$

где $N_1 = \sum_{i=1}^k \alpha_i N_{i1}$ — коэффициент, характеризующий потери в эквивалентной схеме конденсатора при данной форме импульсного напряжения в установившемся режиме (эквивалентная схема представляет собой набор k релаксаторов $R_i C_i$, в котором $\alpha_i = C_i/C_n$; N_{i1} — коэффициент, характеризующий потери в i -м релаксаторе при данном несинусоидальном напряжении в установившемся режиме); $F_n = 1/T_n$ — частота повторения несинусоидального напряжения.

Приравняв выражения (3.42) и (3.43) и решая равенство относительно $U_{\text{р. доп}}$, получаем

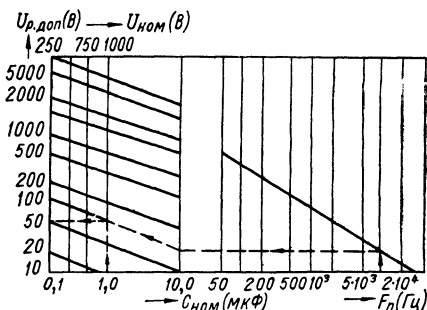
$$U_{\text{р. доп}} = \sqrt{(\alpha_T S_{\text{бок}} \theta_{\text{доп}}) / (C_n F_n N_1)}. \quad (3.44)$$

Допустимый размах несинусоидального напряжения зависит обычно от довольно большого количества параметров режима. Например, при действии на конденсатор напряжения, форма которого приведена в табл. 2.3, такими параметрами являются T_n , t_n , t_f , t_{b1} , t_c , t_{c1} , t_{b2} , t_{c2} . Так что представить такую зависимость в технической документации в удобной и приемлемой для практического применения форме не представляется возможным. Поэтому вычисление $U_{\text{р. доп}}$ на основе нахождения значения N_1 по формулам табл. 2.3, связанное с довольно большим объемом расчетных операций, необходимо производить в тех случаях, когда в конкретном режиме работы необходимо полностью использовать возможности конденсатора. С этой целью учитываются точные значения параметров электрического режима.

Иногда необходимы более общие рекомендации по применению конденсаторов в несинусоидальных режимах. В таких случаях следует иметь в виду такой режим, который можно было бы полностью охарактеризовать одним-двумя параметрами и он был бы самым жестким по средней мощности тепловыделения в сравнении с любым другим несинусоидальным режимом при одинаковых размахах импульсов. При этом можно предложить несколько вариантов задания допустимого несинусоидального режима.

В первом варианте самым жестким режимом является воздействие на конденсатор последовательности идеальных прямоугольных импульсов со скважностью $q = 2$. Если по формулам (3.44) и (2.28) определить допустимое значение размаха прямоугольного импульса, то это позволит применять конденсатор при любой форме импульсного напряжения данной частоты повторения и такого же размаха. Однако в этом варианте значение $U_{\text{р. доп}}$ получается в значительной мере заниженным для импульсов реальных форм.

Во втором варианте для импульсов трапецеидальной формы допустимый размах напряжения определяется по формулам (3.44) и (2.61). В этом случае $U_{р. доп}$ получается более близким к действительному допустимому значению, но здесь для задания режима вводятся два параметра импульсного напряжения: период повторения импульсов (частота повторения) $T_n (F_n)$ и длительность фронта (спада) $t_f (t_s)$. В соответствии с данным вариантом для большого перечня конкретных конструкций конденсаторов определены стандартные уровни нагрузок для случая воздействия видеоимпульсов трапецеидальной формы. При расчете стандартных уровней нагрузок предполагается превышение температуры корпуса конденсатора относительно температуры окружающей среды не более чем на 5°C . Допустимое значение размаха импульсного напряжения задается в виде номограмм [3].



Третий вариант представляет собой расчетную методику определения $U_{р. доп}$, не требующую специальных номограмм и применимую для импульсного напряже-

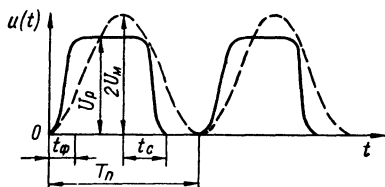


Рис. 3.6. Номограмма допустимой амплитуды синусоидального напряжения в зависимости от частоты для конденсаторов К75-10

Рис. 3.7. К определению допустимого размаха несинусоидального напряжения

ния произвольной формы. Сущность методики сводится к следующему. В технической документации на большинство выпускаемых конденсаторов имеются номограммы допустимых значений переменной составляющей напряжения синусоидальной формы в зависимости от частоты. На рис. 3.6 показана такая номограмма для конденсатора К75-10.

При действии на конденсатор импульсного напряжения любой формы мощность потерь в нем можно рассчитать по формуле (3.43). Пусть, например, на конденсатор действует напряжение трапецеидальной формы с размахом U_p (рис. 3.7) и частотой $F_n = 1/T_n$. Очевидно существует некоторое синусоидальное напряжение с амплитудой U_M (штриховая линия на рис. 3.7) и частотой F_n , которое в том же конденсаторе обуславливает такие же потери, как и импульсное напряжение. В случае синусоидального напряжения потери в конденсаторе определяются по формуле

$$P_n = \frac{U_M^2 \omega C_n \operatorname{tg} \delta_{F_n}}{2(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_{F_n})} = \frac{U_M^2 \pi C_n \operatorname{tg} \delta_{F_n}}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_{F_n}) T_n}, \quad (3.45)$$

где $\operatorname{tg} \delta_{F_n}$ — тангенс угла потерь данного конденсатора на частоте F_n .

При условии одинаковых потерь выражения (3.43) и (3.45) приравниваются. Решая равенство относительно U_p , получаем допустимый размах импульсного напряжения

$$U_{p. \text{ доп}} = 1,78 U_{M. \text{ доп}} \sqrt{\frac{\operatorname{tg} \delta_{F_n}}{(1 + \operatorname{tg}^2 \delta_{F_n}) N_1}}, \quad (3.46)$$

где $U_{M. \text{ доп}}$ — допустимая амплитуда синусоидального напряжения.

Последовательность определения $U_{p. \text{ доп}}$ по описанной методике сводится к следующему:

по номограмме максимально допустимой амплитуды синусоидального напряжения в функции от частоты определяется $U_{M. \text{ доп}}$ на частоте F_n ;

по частотной характеристике тангенса угла потерь, приводимой в справочной литературе, определяется $\operatorname{tg} \delta$ на частоте F_n — $\operatorname{tg} \delta_{F_n}$;

по формулам табл. 2.3 и по графическим зависимостям (например, рис. 3.3), определяется N_1 ;

по формуле (3.46) рассчитывается допустимый размах импульсного напряжения $U_{p. \text{ доп}}$;

при наличии постоянной составляющей U_0 в действующем на конденсатор напряжении проверяется выполнение неравенства

$$U_{\text{пик}} = U_0 + U_{p. \text{ доп}} \leq U_n.$$

Пример 3.3. Определить допустимый размах импульсного напряжения для конденсатора К75-10-250-1,0 при следующих параметрах импульсов трапецеидальной формы с косинусоидальными фронтами и спадами: $F_n = 10^4$ Гц, скважность $q = 2$, длительность фронта и спада

1) $t_\phi = t_c = 1$ мкс, 2) $t_\phi = t_c = 10$ мкс.

По номограмме (рис. 3.6 штриховая линия) определяем допустимую амплитуду синусоидального напряжения частотой 10^4 Гц — $U_{M. \text{ доп}} = 50$ В. По частотной характеристике $\operatorname{tg} \delta$ для конденсаторов К75-10 находим $\operatorname{tg} \delta = 8 \cdot 10^{-3}$. По графической зависимости $N_{i1} = f(x)$ при $a = \text{const}$ (рис. 2.13) определяем

$$N_1 = 5,51 \cdot 10^{-3} \text{ для } t_\phi = t_c = 1 \text{ мкс};$$

$$N_1 = 2,61 \cdot 10^{-3} \text{ для } t_\phi = t_c = 10 \text{ мкс}.$$

По формуле (3.46) рассчитываем

$$U_{p. \text{ доп}} = 1,78 \cdot 50 \sqrt{\frac{8 \cdot 10^{-3}}{(1 + 64 \cdot 10^{-6}) 5,51 \cdot 10^{-3}}} = 34 \text{ В}$$

для $t_\phi = t_c = 1$ мкс;

$$U_{p. \text{ доп}} = 1,78 \cdot 50 \sqrt{\frac{8 \cdot 10^{-3}}{(1 + 64 \cdot 10^{-6}) 2,61 \cdot 10^{-3}}} = 49 \text{ В}$$

для $t_\phi = t_c = 10$ мкс.

Однако описанные варианты методики определения допустимого размаха импульсного напряжения не позволяют в полной мере учесть и использовать возможности конденсатора, так как оговорено максимально допустимое превышение температуры корпуса конденсатора (5°C).

Анализ теплового режима конденсатора, основанный на электро-тепловом моделировании, позволяет обоснованно форсировать электрический режим в конкретных условиях работы без нарушения тепловой устойчивости конденсатора. Так, при известной величине полного теплового сопротивления конденсатора R_T и известном $\theta_{\text{доп}} = T_M - T_0$ можно записать

$$P_{\text{п. доп}} = \theta_{\text{доп}} / R_T. \quad (3.47)$$

Приравнявая выражения (3.43) и (3.47) и решая равенство относительно $U_{\text{р. доп}}$, находим

$$U_{\text{р. доп}} = \sqrt{\theta_{\text{доп}} / (R_T C_n F_n N_1)}. \quad (3.48)$$

Пример 3.4. Определить $U_{\text{р. доп}}$ для конденсатора К75-10-250-1,0 при следующих параметрах импульсного напряжения трапециoidalной формы с косинусоидальным законом изменения напряжения на фронте и спаде: $F_n = 10^4$ Гц, скважность $q = 2$, длительность фронта

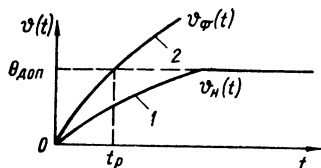


Рис. 3.8. К определению допустимой степени форсирования электрического режима

и спада 1) $t_{\phi} = t_0 = 1$ мкс, 2) $t_{\phi} = t_0 = 10$ мкс. Допустимая температура максимально нагретой точки конденсатора $T_M = 85$ °С, температура окружающей среды $T = 45$ °С.

Определяем $\theta_{\text{доп}} = T_M - T_0 = 40$ °С. Из табл. 3.1 [36] находим для данного конденсатора $R_T = 30$ К/Вт. По формуле (3.48) с учетом данных примера 3.3 рассчитываем

$$U_{\text{р. доп}} = \sqrt{\frac{40}{30 \cdot 1,0 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot 5,51 \cdot 10^{-2}}} = 49,5 \text{ В}$$

для $t_{\phi} = t_c = 1$ мкс;

$$U_{\text{р. доп}} = \sqrt{\frac{40}{30 \cdot 1,0 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot 2,61 \cdot 10^{-2}}} = 71 \text{ В}$$

для $t_{\phi} = t_0 = 10$ мкс.

Сопоставление расчетных данных примеров 3.3 и 3.4 показывает возможность форсирования электрического режима по сравнению со стандартными нагрузками при учете конкретных условий работы конденсатора.

Электрический режим работы конденсатора можно в значительной мере форсировать в устройствах с ограниченным временем работы, соизмеримым с тепловой постоянной конденсатора τ_T [26]. Если кривая 1 на рис. 3.8 представляет собой зависимость $v_n(t)$ для конденсатора, работающего в непрерывном режиме нагружения, который является предельно допустимым (при $t \rightarrow \infty$, $v_n(\infty) = \theta_{\text{доп}}$), то для ограниченного интервала времени t_p максимальное форсирование соответствует кривой $v_{\phi}(t)$ (кривая 2 на рис. 3.8), т. е.

$$\theta_n(\infty) = \theta_{\phi}(t_p). \quad (3.49)$$

Подставляя в (3.49) значения $\vartheta_n(\infty) = P_{Mn} R_T$ и $\vartheta_\phi(t)$ из выражения (3.5) при $t = t_p$, получаем

$$P_{Mn}/P_{M\phi} = 1 - \exp(-t_p/\tau_T).$$

Учитывая, что мощность тепловыделения в конденсаторе пропорциональна квадрату размаха напряжения, получаем

$$U_{p.\phi} = U_{p.\text{доп.н}} / \sqrt{1 - \exp(-t_p/\tau_T)}, \quad (3.50)$$

где $U_{p.\text{доп.н}}$ — максимально допустимый размах напряжения в непрерывном режиме работы, соответствующий кривой $u_n(t)$ на рис. 3.8; $U_{p.\phi}$ — допустимый размах напряжения в форсированном режиме при ограниченном времени работы.

Объем конденсатора пропорционален квадрату допустимого размаха напряжения. В случае форсированного режима для того же номинала конденсатора при ограниченном времени работы получаем выигрыш в объеме (т. е. допустимое уменьшение требуемого объема конденсатора), оцениваемый отношением

$$U_{p.\phi}^2 / U_{p.\text{доп.н}}^2 = 1 / [1 - \exp(-t_p/\tau_T)]. \quad (3.51)$$

Пример 3.5. Определить допустимый размах напряжения в форсированном режиме для конденсатора К75-10-250-1,0 при параметрах импульсного напряжения, данных в примере 3.4, и при $t_p = 0,5$ мин. Из табл. 3.1 [36] находим $\tau_T = 10$ мин.

По формуле (3.50) рассчитываем с учетом данных примера 3.4.

$$U_{p.\phi} = 49,5 / \sqrt{1 - \exp(-5/10)} = 79 \text{ В для } t_\phi = t_o = 1 \text{ мкс};$$

$$U_{p.\phi} = 71 / \sqrt{1 - \exp(-5/10)} = 112 \text{ В для } t_\phi = t_c = 10 \text{ мкс}.$$

По формуле (3.51) оценим возможный выигрыш в объеме при форсировании электрического режима

$$U_{p.\phi}^2 / U_{p.\text{доп.н}}^2 = 1 / [1 - \exp(-5/10)] = 2,5.$$

При работе конденсатора в ПКР также имеется возможность форсирования электрического режима по сравнению с непрерывным режимом нагрузки [27]. В § 2 гл. 3 было показано, что максимальное превышение температуры наиболее нагретой точки конденсатора в простейшем установившемся ПКР, когда на конденсатор действуют прямоугольные импульсы мощности, определяется выражением (3.18). Задавая условием равенства максимального превышения температуры в установившемся ПКР и в непрерывном режиме в предположении, что непрерывный режим является предельно допустимым и, учитывая пропорциональность мощности потерь квадрату размаха напряжения, получаем

$$\begin{aligned} P_{пкр}/P_{\text{доп.н}} &= U_{p.\text{пкр}}^2 / U_{p.\text{доп.н}}^2 = \\ &= [1 - \exp(-T_n/\tau_T)] / [1 - \exp(-t_p/\tau_T)]. \end{aligned} \quad (3.52)$$

Формула (3.52) показывает, во сколько раз может быть увеличен размах напряжения в установившемся ПКР по сравнению с непрерывным режимом при условии, что максимальное превышение температуры наиболее нагретой точки конденсатора одинаково в обоих режимах работы, а также показывает возможный выигрыш в объеме конденсатора для установившегося ПКР.

Пример 3.6. Определить $U_{р.пкр}$ для конденсатора К75-10-250-1,0 при параметрах импульсного напряжения, данных в примере 3.4 и следующих параметрах ПКР: $t_p = 1$ мин, $T_u = 5$ мин.

Из формулы (3.52) с учетом $\tau_T = 10$ мин и данных примера 3.4 рассчитываем

$$U_{р. пкр} = 49,5 \sqrt{1 - \exp(-5/10)} / [1 - \exp(-1/10)] = 98 \text{ В для } t_\phi = t_c = 1 \text{ мкс;}$$

$$U_{п. пкр} = 71 \sqrt{1 - \exp(-5/10)} / [1 - \exp(-1/10)] = 141 \text{ В для } t_\phi = t_c = 10 \text{ мкс.}$$

По формуле (3.52) оценим возможный выигрыш в объеме конденсатора за счет форсирования режима

$$U_{р. пкр}^2 / U_{р. доп. н}^2 = [1 - \exp(-5/10)] / [1 - \exp(-1/10)] = 4.$$

Анализ переходного процесса установления теплового режима конденсатора, работающего в ПКР (см. гл. 3.3), обуславливает возможность дополнительного форсирования электрического режима [27]. Если количество циклов нагрузки ограничено и невелико, то при условии одинакового превышения температуры в установившемся ПКР и в переходном процессе с учетом выражений (3.18) и (3.39) при $t = 0$

$$U_{р. пер. пр} = U_{р. пкр} / \sqrt{1 - \exp(-nT_u/\tau_T)}, \quad (3.53)$$

где $U_{р. пер. пр}$ — допустимый размах импульсного напряжения при конечном числе циклов нагрузки ПКР; $U_{р. пкр}$ — допустимый размах импульсного напряжения в установившемся ПКР.

С учетом формулы (3.52) выражение (3.53) можно представить в виде

$$U_{р. пер. пр} = U_{р. доп. н} \times \sqrt{[1 - \exp(-T_u/\tau_T)] / \{[1 - \exp(-t_p/\tau_T)] [1 - \exp(-nT_u/\tau_T)]\}}. \quad (3.54)$$

Возможный выигрыш в объеме в переходном процессе по сравнению с установившимся ПКР можно оценить отношением

$$U_{р. пер. пр}^2 / U_{р. пкр}^2 = 1 / [1 - \exp(-nT_u/\tau_T)], \quad (3.55)$$

или по сравнению с непрерывным режимом нагружения

$$\begin{aligned} & U_{р. пер. пр}^2 / U_{р. доп. н}^2 = \\ & = [1 - \exp(-T_u/\tau_T)] / \{[1 - \exp(-t_p/\tau_T)] [1 - \exp(-nT_u/\tau_T)]\}. \end{aligned} \quad (3.56)$$

Пример 3.7. Определить $U_{р. пер. пр}$ для конденсатора К75-10-250-1,0 при параметрах импульсного напряжения, данных в примере 3.4, параметрах ПКР примера 3.6, но при ограниченном количестве циклов нагрузки $n = 3$.

Используя расчетные данные примера 3.6, по формуле (3.53) определяем

$$U_{р. пер. пр} = 98 / \sqrt{1 - \exp(-3 \cdot 5/10)} = 111 \text{ В для } t_\phi = t_c = 1 \text{ мкс;}$$

$$U_{р. пер. пр} = 141 / \sqrt{1 - \exp(-3 \cdot 5/10)} = 150 \text{ В для } t_\phi = t_c = 10 \text{ мкс.}$$

Возможный выигрыш в объеме по сравнению с установившимся ПКР оценивается по формуле (3.55)

$$U_{\text{р. пер. пр}}^2 / U_{\text{р. пкр}}^2 = 1 / [1 - \exp(-3 \cdot 5/10)] = 1,3,$$

а выигрыш в объеме по сравнению с непрерывным режимом нагружения будет

$$\begin{aligned} & U_{\text{р. пер. пр}}^2 / U_{\text{р. доп. н}}^2 = \\ & = [1 - \exp(-5/10)] / \{ [1 - \exp(-1/10)] [1 - \exp(-3 \cdot 5/10)] \} = 5,2. \end{aligned}$$

Сравнивая данные примеров 3.3 и 3.7, определяем выигрыш в объеме конденсатора в переходном процессе установления ПКР по сравнению со случаем задания фиксированного перегрева корпуса на 5°C

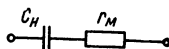
$$U_{\text{р. пер. -р}}^2 / U_{\text{р. доп}}^2 = 111^2 / 34^2 \cong 11.$$

Анализ теплового режима конденсатора на основе его электротеплового моделирования позволяет обоснованно значительно форсировать электрический режим работы конкретного конденсатора без нарушения его тепловой устойчивости либо в конкретном режиме применить конденсатор значительно меньшего объема и массы.

Определение допустимого размаха напряжения по допустимому току через конденсатор

Анализ влияния импульсных токов на работоспособность конденсатора необходимо проводить, учитывая как влияние действующего тока, так и влияние кратковременного импульса тока. При периодической несинусоидальной нагрузке через конденсатор протекает действующий ток I_d . При этом в арматуре конденсатора рассеивается некоторая энергия. В случае действия на конденсатор импульсного напряжения с короткими фронтами и спадом действующий ток дости-

Рис. 3.9. Последовательная схема замещения конденсатора



гает больших значений, что может привести к выходу конденсатора из строя.

Для оценки потерь в арматуре (металлических частях) конденсатора можно воспользоваться его простейшей последовательной эквивалентной схемой, изображенной на рис. 3.9 [1]. При известном значении действующего тока потери в арматуре определяются по формуле

$$P_{\text{п. м}} = I_d^2 r_{\text{м}}. \quad (3.57)$$

Для большинства конденсаторов, за исключением конденсаторов с оксидным диэлектриком, постоянная времени цепи $\tau_{\text{м}} = C_{\text{н}} r_{\text{м}}$ такова, что выполняются условия $\tau_{\text{м}} \ll t_{\text{ф}}$, $\tau_{\text{м}} \ll t_{\text{с}}$. В этом случае (поскольку эквивалентная схема рис. 3.9 аналогична модели единичного релаксатора) формулы для расчета мощности потерь, приведенные в таблице 2.3, можно значительно упростить. Так, например, при действии на конденсатор импульсов трапециoidalной формы, у которых $t_{\text{ф}} = t_{\text{с}}$, $t_{\text{в}} = t_{\text{п}}$ (рис. 3.10):

с линейным законом изменения напряжения на фронте и спаде (рис. 3.10, а; табл. 2.3)

$$P_{п. м} = (2U_p^2 C_n^2 r_M) / (T_n t_{\phi}); \quad (3.58)$$

с косинусоидальным законом изменения напряжения на фронте и спаде (рис. 3.10, б; табл. 2.3)

$$P_{п. м} = (U_p^2 C_n^2 r_M \pi^2) / (4T_n t_{\phi}). \quad (3.59)$$

Приравнивая формулу (3.57) последовательно к (3.58) и (3.59), находим квадрат действующего значения тока, протекающего через конденсатор при действии на него импульсов трапецидальной формы

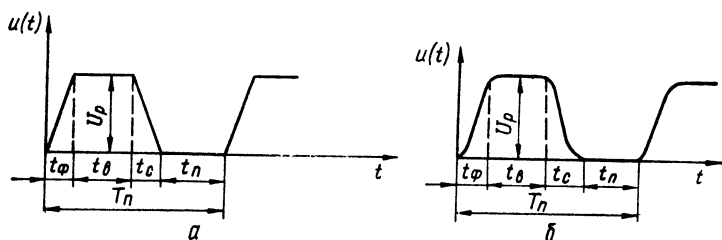


Рис. 3.10. Временные диаграммы напряжения импульсов трапецидальной формы с линейным (а) и с косинусоидальным (б) изменением напряжения на фронте и спаде

с разным законом изменения напряжения на фронте и спаде,

$$I_{д. лин}^2 = (2U_p^2 C_n^2) / (T_n t_{\phi}); \quad (3.60)$$

$$I_{д. кос}^2 = (U_p^2 C_n^2 \pi^2) / (4T_n t_{\phi}). \quad (3.61)$$

Рассуждая аналогично и используя данные табл. 2.3, можно получить расчетные формулы для квадрата действующего тока и при других формах воздействующего напряжения.

В нормативно-техническую документацию на выпускаемые конденсаторы широкого применения вводятся допустимые значения действующего тока $I_{д. доп}$ и допустимые импульсные токи $I_{М. доп}$. В табл. 3.2 приведены допустимые значения действующих токов для конденсаторов К75-10 [3].

С учетом выражений (3.60) и (3.61), левая часть которых равна $I_{д. доп}^2$, находим

$$U_{р. доп. лин} = I_{д. доп} \sqrt{T_n t_{\phi} / 2} / C_n; \quad (3.62)$$

$$U_{р. доп. кос} = 2I_{д. доп} \sqrt{T_n t_{\phi} / C_n \pi}. \quad (3.63)$$

Пример 3.8. Определить максимально допустимый размах импульсного напряжения для конденсатора К75-10-250-1,0 при параметрах импульсного напряжения, данных в примере 3.4, при условии, что действующий ток не превысит допустимый.

3.2. Допустимые действующие токи для конденсаторов К75-10

Емкость C_H , мкФ	Напряже- ние U_H , В	Ток $I_{д. доп.}$, А	Емкость C_H , мкФ	Напряже- ние U_H , В	Ток $I_{д. доп.}$, А
1,0	250	4,5	0,15	750	4,0
1,5		4,5	0,22		4,5
2,2		4,5	0,33		6,0
3,3		4,5	0,47		6,0
4,7		6,0	0,68		8,5
6,8		8,0	1,0		12,0
10		12,0	1,5		13,0
0,47	500	4,5	0,15	1000	4,0
0,68		5,0	0,22		4,5
1,0		5,0	0,33		8,0
1,5		8,0	0,47		10,0
2,2		8,5	0,68		12,0
3,3		12,0	1,0		15,0

По формуле (3.63) с учетом $I_{д. доп} = 4,5$ А для данного конденса-
тора (см. табл. 3.2) находим

$$U_{р. доп. кос} = \frac{2 \cdot 4,5}{3,14 \cdot 1,0 \cdot 10^{-6}} \sqrt{\frac{10^{-6}}{10^4}} = 28,6 \text{ В для } t_{\phi} = t_c = 1 \text{ мкс;}$$

$$U_{р. доп. кос} = \frac{2 \cdot 4,5}{3,14 \cdot 1,0 \cdot 10^{-6}} \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6}}{10^4}} = 91 \text{ В для } t_{\phi} = t_c = 10 \text{ мкс.}$$

В случае отсутствия информации о допустимых действующих го-
ках можно предложить следующую методику определения $I_{д. доп.}$.
По номограмме допустимой амплитуды напряжения синусоидальной
формы в зависимости от частоты находится $U_{М. доп}$ на частоте $F_{\pi} =$
 $= 1/T_{\pi}$. При этом допустимое действующее значение напряжения сину-
соидальной формы

$$U_{д. доп} = U_{М. доп} / \sqrt{2} \text{ или } U_{д. доп}^2 = U_{М. доп}^2 / 2. \quad (3.64)$$

В случае действия на конденсатор импульсов произвольной фор-
мы действующее значение напряжения можно найти по формуле

$$U_{д}^2 = \frac{1}{T_{\pi}} \int_0^{T_{\pi}} [u(t) - U_0]^2 dt, \quad (3.65)$$

где $u(t)$ — изменение напряжения на соответствующем участке им-
пульса; U_0 — постоянная составляющая, рассчитываемая по фор-
муле

$$U_0 = \frac{1}{T_{\pi}} \int_0^{T_{\pi}} u(t) dt. \quad (3.66)$$

По формуле (3.65) находим U_d^2 для импульсов:

с линейным законом изменения напряжения на фронте и спаде:

$$U_d^2 = (U_p^2/2T_n) (t_\phi/3 + t_v); \quad (3.67)$$

с косинусоидальным законом:

$$U_d^2 = (U_p^2/2T_n) (t_\phi/2 + t_v). \quad (3.68)$$

Полагая, что рассчитанное действующее значение напряжения является допустимым, получаем

$$U_{д. доп. лин}^2 = U_{М доп}^2 [T_n/(t_\phi/3 + t_v)]; \quad (3.69)$$

$$U_{д. доп. кос}^2 = U_{М доп}^2 [T_n/(t_\phi/2 + t_v)]. \quad (3.70)$$

С учетом выражений (3.69) и (3.70) можно найти допустимое значение квадрата действующего тока по формуле

$$I_{д. доп}^2 = U_{д. доп}^2 (2\pi/T_n)^2 C_n^2, \quad (3.71)$$

откуда

$$I_{д. доп. лин}^2 = U_{М доп}^2 \{ (4\pi^2 C_n^2) / [T_n (t_\phi/3 + t_v)] \}; \quad (3.72)$$

$$I_{д. доп. кос}^2 = U_{М доп}^2 \{ (4\pi^2 C_n^2) / [T_n (t_\phi/2 + t_v)] \}. \quad (3.73)$$

Размах импульсов, при котором действующий ток через конденсатор не превысит предельно допустимый,

$$U_{р. доп. лин} = 4,35 U_{М доп} \sqrt{t_\phi / (t_\phi + 3t_v)}; \quad (3.74)$$

$$U_{р. доп. кос} = 5,67 U_{М доп} \sqrt{t_\phi / (t_\phi + 2t_v)}. \quad (3.75)$$

Пример 3.9. Определить допустимый размах импульсного напряжения для конденсатора К75-10-250-1,0, ограничиваемый допустимым значением действующего тока при параметрах импульсного напряжения, данных в примере 3.8.

По номограмме рис. 3.6 находим $U_{М доп} = 50$ В. По формуле (3.75) рассчитываем:

$$U_{р. доп. кос} = 5,67 \cdot 50 \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-6}}{(1 + 98) 10^{-6}}} = 28,4 \text{ В для } t_\phi = t_c = 1 \text{ мкс};$$

$$U_{р. доп. кос} = 5,67 \cdot 50 \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6}}{(10 + 80) 10^{-6}}} = 98 \text{ В для } t_\phi = t_c = 10 \text{ мкс}$$

При $t_\phi = t_c = 1$ мкс определяющим работоспособность конденсатора фактором является действующий ток, а при $t_\phi = t_c = 10$ мкс определяющим работоспособность конденсатора фактором является допустимый нагрев конденсатора.

При оценке величины допустимого действующего тока конденсатора, работающего в ПКР, необходимо учитывать следующие обстоятельства. Теплоемкость и тепловая постоянная времени материала электродов, выводов и контактных соединений малы. Поэтому рассчитывать действующий ток, протекающий через конденсатор, следует так же, как и в непрерывном установившемся или квазистационарном

импульсном режиме — усреднением тока в течение периода повторения импульсов T_n :

$$I_d = \sqrt{(1/T_n) \left[\int_0^{t_\phi} i_\phi^2(t) dt + \int_0^{t_c} i_c^2(t) dt \right]}, \quad (3.76)$$

где $i_\phi(t)$, $i_c(t)$ — мгновенное значение тока, протекающего через конденсатор в квазистационарном импульсном режиме при действии фронта и спада импульсного напряжения длительностью t_ϕ и t_c .

Рассчитанный по формуле (3.76) действующий ток следует усреднить по длительности цикла T_n . Так, например, в квазистационарном импульсном режиме при действии на конденсатор видеоимпульсов трапецеидальной формы (см. рис. 3.10) действующий ток можно определить по формулам (3.60) и (3.61). Соответственно для ПКР при усреднении действующего тока по длительности цикла получаем выражения

$$\begin{aligned} I_{d, \text{лин}} &= U_p C_n \sqrt{(2t_p)/(T_n t_\phi T_n)}; \\ I_{d, \text{кос}} &= U_p C_n \sqrt{(\pi^2 t_p)/(4 T_n t_\phi T_n)}. \end{aligned} \quad (3.77)$$

Допустимый размах импульсного напряжения в ПКР при условии, что действующий ток не превысит допустимого значения,

$$U_{p, \text{доп. лин}} = 4,35 U_{M \text{ доп}} \sqrt{(t_\phi T_n)/[(t_\phi + 3t_p) t_p]}; \quad (3.78)$$

$$U_{p, \text{доп. кос}} = 5,67 U_{M \text{ доп}} \sqrt{(t_\phi T_n)/[(t_\phi + 2t_p) t_p]}. \quad (3.79)$$

Пример 3.10. Определить $U_{p, \text{доп}}$ для конденсатора К75-10-250-1,0, работающего в ПКР, ограничиваемого допустимым значением действующего тока при параметрах импульсного напряжения, приведенных в примере 3.8, и следующих параметрах ПКР: $t_p = 1$ мин, $T_n = 5$ мин.

С учетом данных примера 3.9 по формуле (3.79) рассчитываем

$$\begin{aligned} U_{p, \text{доп. кос}} &= 5,67 \cdot 50 \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-6} \cdot 300}{(1 + 98) \cdot 10^{-6} \cdot 60}} = 63 \text{ В для } t_\phi = t_c = 1 \text{ мкс}; \\ U_{p, \text{доп. кос}} &= 5,67 \cdot 50 \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 300}{(10 + 80) \cdot 10^{-6} \cdot 60}} = 212 \text{ В для } t_\phi = t_c = 10 \text{ мкс}. \end{aligned}$$

Сравнивая расчетные данные примеров 3.6 и 3.10, видим, что при $t_c = t_\phi = 1$ мкс определяющим работоспособность конденсатора фактором, так же как и в примерах 3.8 и 3.9, является эффективный ток. Но с увеличением длительности фронта и спада до 10 мкс определяющим становится допустимый нагрев конденсатора при данных параметрах импульсного режима и ПКР.

Кратковременный импульсный ток, протекающий через конденсатор, может достигать очень больших значений (до нескольких тысяч ампер). За время действия коротких импульсов тока тепловая энергия не успевает распространиться по всему объему конденсатора и передаться в окружающее пространство, что приводит к локальным перегревам. В результате может произойти нарушение контакта электродов с выводами, частичное выгорание металлизированного слоя в конденсаторах с металлизированными электродами и т. д. Такие перегревы воз-

можны в местах с повышенным сопротивлением и прежде всего в контактной области, для которой характерна и наибольшая плотность тока.

Для конденсаторов с металлизированными электродами опасность разрушения наиболее вероятна. Оценить допустимое значение импульсного тока для них можно с помощью соотношения [3]

$$I_{M \text{ доп}} = \Gamma (C_n / \sqrt{t_{н.э}}), \quad (3.80)$$

где Γ — токовый коэффициент, значение которого уточняется экспериментально и приведено в табл. 3.3 [3, 36]; $t_{н.э} = (1/I_M^2) \int_0^{t_n} i^2(t) dt$.

При косинусоидальном изменении напряжения на фронте (спаде) импульса (рис. 3.11, а)

$$u(t) = (U_p/2) [1 - \cos(\pi t/t_\phi)], \quad (3.81)$$

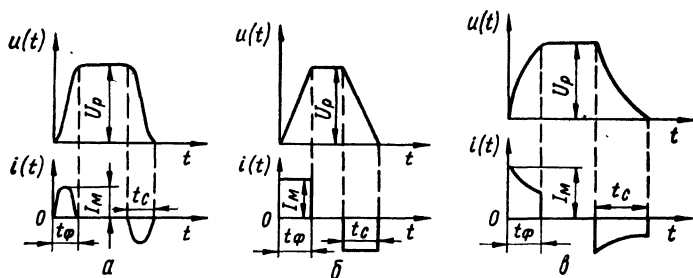


Рис. 3.11. Временные диаграммы напряжения и тока при разном характере изменения напряжения на фронте и спаде: а — косинусоидальном; б — линейном; в — экспоненциальном

изменение тока во времени определяется с помощью интеграла свертки

$$i(t) = u(0) h_M(t) + \int_0^t \frac{du(x)}{dx} h_M(t-x) dx,$$

где $h_M(t) = (1/r_M) \exp(-t/\tau_M)$ — переходная проводимость цепи $r_M C_n$; $u(x)$ — изменение напряжения, определяемое по формуле (3.81).

Интегрируя, получаем

$$i(t) = U_p \pi C_n [t_\phi \sin(\pi t/t_\phi) + \pi \tau_M \exp(-t/\tau_M) - \pi \tau_M \cos(\pi t/t_\phi)] / [2(t_\phi^2 + \pi^2 \tau_M^2)]$$

или с учетом $\tau_M \ll t_\phi$ $i(t) \cong (U_p C_n \pi / 2 t_\phi) \sin(\pi t/t_\phi) = I_M \sin(\pi t/t_\phi)$, (3.82)

$$\text{где } I_M = 1,57 U_p C_n / t_\phi$$

— амплитуда импульсного тока.

3.3. Значения коэффициента Г некоторых типов конденсаторов с металлизированными электродами

Тип конденсатора	U_n , В	C_n , мкФ	Коэффициент Г	Конструкция конденсатора
К42У-2	160	0,047 ... 0,22	0,035	Цилиндрическая
		0,33 ... 1,0	0,020	»
	250	0,047 ... 0,1	0,035	»
		0,15 ... 0,47	0,020	»
		1,0	0,014	»
	400	0,033 и 0,047	0,06	»
		0,068 и 0,33	0,035	»
	630	0,47	0,025	»
		0,015 и 0,022	0,125	»
	1000	0,033 и 0,22	0,075	»
МБГЧ	250	10,0	0,04	Прямоугольная
	500	4,0	0,2	»
	750	2,0	0,2	»
	1000	1,0	0,2	»
К75-10	250	0,1 ... 0,33	0,107	Цилиндрическая
		0,47 ... 2,2	0,066	»
		3,3 ... 10,0	0,030	»
	500	0,1 ... 0,68	0,107	»
		1 и 1,5	0,066	»
		2,2 и 3,3	0,030	»
	750	0,1 ... 0,33	0,170	»
		0,47 ... 1,0	0,107	»
	1000	1,5	0,050	»
		0,1 ... 0,47	0,170	»
К75-24	400	0,68 и 1,0	0,107	»
		0,1 ... 0,33	0,056	Цилиндрическая
		0,47 ... 4,7	0,037	»
	630	4 ... 10	0,045	Прямоугольная
		0,1 ... 0,33	0,075	Цилиндрическая
		0,47 ... 2,2	0,049	»
		3,3 и 4,7	0,027	»
		4 ... 10	0,060	Прямоугольная
	1000	0,1 и 0,15	0,1	Цилиндрическая
		0,22 ... 1,0	0,066	»
		1,5 и 2,2	0,036	»
		4 ... 10	0,054	Прямоугольная
	1600	0,1 ... 0,68	0,080	Цилиндрическая
		1,0 ... 1,5	0,044	»
		2 ... 10	0,065	Прямоугольная

Продолжение табл. 3.3

Тип конденса- тора	U_H , В	C_H , мкФ	Коэффи- циент Г	Конструкция конденсатора
К73-11	160	2,7 ... 6,8	0,027	Цилиндрическая
		0,047 ... 0,12	0,130	»
		0,15 ... 0,56	0,080	»
	400	0,68 ... 2,2	0,040	»
		0,022 ... 0,068	0,170	»
		0,082 ... 0,33	0,100	»
		0,39 ... 1,0	0,055	»
	630	0,0001 ... 0,027	0,250	»
		0,033 ... 0,082	0,150	»
		0,18 ... 0,47	0,080	»
К73П-2	400	0,0022 ... 0,01	0,033	Цилиндрическая
		0,015 ... 0,033	0,025	»
		0,047 ... 0,33	0,017	»
		0,047 и 0,68	0,010	»
		0,5 и 1,0	0,020	Прямоугольная
	630	2 ... 15	0,014	»
		0,001 ... 0,068	0,049	Цилиндрическая
		0,01 ... 0,022	0,038	»
		0,033 ... 0,1	0,030	»
		0,15 ... 0,47	0,020	»
	1000	0,25 и 0,5	0,040	Прямоугольная
		1 ... 10	0,026	»
		0,0047 ... 0,01	0,080	Цилиндрическая
		0,015 ... 0,047	0,055	»
		0,068 ... 0,33	0,038	Прямоугольная
	160	0,5 ... 6,0	0,044	»
		8 и 10	0,20	»
		1,2 и 1,5	0,086	»
		1,8 ... 4,7	0,060	»
		5,6 ... 10	0,047	»
К71-4	250	0,22 ... 1,5	0,086	Цилиндрическая
		1,8 ... 4,7	0,060	»
		5,6 ... 10,0	0,047	»
К77-1	63	0,22 ... 0,39	0,044	Цилиндрическая
		0,47 ... 2,2	0,025	»
		2,7 ... 22	0,015	»
	100	0,1 ... 0,22	0,075	»
		0,27 ... 1,5	0,040	»
		1,8 ... 3,9	0,027	»
	200	0,022 ... 0,068	0,125	»
		0,082 ... 0,39	0,070	»
		0,47 ... 3,9	0,045	»
	400	0,001 ... 0,0047	0,34	»
		0,0056 ... 0,015	0,25	»
		0,018 ... 0,1	0,14	»
		0,12 ... 1,0	0,09	»

Тип конденсатора	U_H , В	C_H , мкФ	Коэффициент Γ	Конструкция конденсатора
К77-2	40	0,22 ... 1,8	0,025	Цилиндрическая
		2,2 ... 8,2	0,015	»
		1 ... 2,7	0,009	»
		3,3 ... 100	0,006	»
	63	0,056 ... 1,0	0,0044	»
		1,2 ... 2,2	0,025	»
		2,7 ... 22	0,015	»
		0,01 ... 0,047	0,075	»
	100	0,056 ... 0,56	0,050	»
		0,68 ... 2,7	0,030	»
		3,3 ... 10,0	0,018	»
		12 ... 22	0,010	»
К77-4	160	0,1 ... 0,18	0,088	Цилиндрическая
		0,22 ... 0,68	0,050	»
		0,82 ... 4,7	0,030	»
		5,6 ... 15	0,020	»
		10 и 20	0,030	Прямоугольная
К76П-1	63	0,47 ... 2,2	0,018	Цилиндрическая
		3,3 ... 22	0,010	»
К76-3	250	0,1 ... 1,0	0,035	Цилиндрическая
		1,2 ... 10	0,020	»
К76-4	25	0,47 ... 1,2	0,025	Цилиндрическая
		1,5 ... 3,9	0,010	»
		4,7 ... 10	0,008	»

Энергетическая длительность импульса тока $t_{н.э}$ при синусоидальном изменении тока $i(t)$

$$t_{н.э} = (1/I_M^2) \int_0^{t_\Phi} I_M^2 \sin^2(\pi t/t_\Phi) dt = t_\Phi/2. \quad (3.83)$$

С учетом выражений (3.80), (3.81) и (3.82), предполагая U_p таким, что вызывает допустимый гок, размах импульсного напряжения

$$U_{p. доп} = 9,05 \cdot 10^5 \Gamma \sqrt{t_\Phi}. \quad (3.84)$$

При линейном изменении напряжения на фронте (спаде) импульса (рис. 3.11, б) $u(t) = U_p t/t_\Phi$ с использованием интеграла свертки и с учетом $\tau_M \ll t_\Phi$, $t_{н.э} = t_\Phi$ получим выражение для амплитуды импульсного тока

$$i(t) \cong U_p C_H/t_\Phi = I_M. \quad (3.85)$$

Приравнивая (3.80) и (3.85), получаем выражение для определения допустимого размаха импульсного напряжения при условии, что импульсный ток не превысит допустимый

$$U_{p, \text{ доп}} = 10^6 \Gamma \sqrt{t_{\phi}}. \quad (3.86)$$

При экспоненциальном изменении напряжения на фронте (спаде) импульса (рис. 3.11, а) формула для определения допустимого размаха импульсного напряжения имеет вид

$$U_{p, \text{ доп}} = 8,5 \cdot 10^5 \Gamma \sqrt{t_{\phi}}. \quad (3.87)$$

Из сопоставления выражений (3.84), (3.86) и (3.87) видно, что в случае экспоненциального изменения напряжения на фронте и спаде импульса значение импульсного тока получается максимальным, а допустимый размах импульсного напряжения — минимальным. Поэтому, если иметь в виду общие рекомендации по применению конденсаторов с металлизированными электродами в импульсном режиме, то следует производить проверку допустимости импульсного режима по величине импульсного тока с использованием выражения (3.87). При этом получаем возможность применить данный конденсатор и при другой форме импульса (при том же значении $t_{\phi(c)}$). В тех же случаях, когда известна форма воздействующего импульсного напряжения и стоит задача максимального использования возможностей конденсатора, то, используя изложенную выше методику, следует произвести расчет величины $U_{p, \text{ доп}}$ для конкретной формы импульсного напряжения.

Пример 3.11. Проверить допустимость применения конденсатора К75-10-250-1,0 по величине импульсного тока в режиме, параметры которого приведены в примере 3.8.

Из табл. 3.3 находим для конденсатора $\Gamma = 0,066$.

По формуле (3.84) рассчитываем:

$$U_{p, \text{ доп}} = 9,05 \cdot 10^5 \cdot 0,066 \sqrt{10^{-6}} = 60 \text{ В для } t_{\phi} = t_c = 1 \text{ мкс};$$

$$U_{p, \text{ доп}} = 9,05 \cdot 10^5 \cdot 0,066 \sqrt{10 \cdot 10^{-6}} = 190 \text{ В для } t_{\phi} = t_c = 10 \text{ мкс}.$$

Из сравнения расчетных данных примеров 3.8, 3.9 и 3.11 видна возможность применения конденсатора К75-10-250-1,0 в конкретном импульсном режиме, так как значение $U_{p, \text{ доп}}$, рассчитанное по формуле (3.84), значительно выше полученного в примерах 3.8 и 3.9.

Таким образом, для конденсаторов с металлизированными электродами проверяются неравенства

$$\begin{cases} U_p \leq 8,5 \cdot 10^5 \Gamma \sqrt{t_{\phi}}; \\ U_p \leq 8,5 \cdot 10^5 \Gamma \sqrt{t_{c}}. \end{cases} \quad (3.88)$$

Если же неравенства (3.88) не выполняются, то величина U_p корректируется (уменьшается).

Определение допустимого размаха напряжения по требуемой долговечности конденсатора

Долговечность конденсаторов оценивается с учетом наиболее существенных воздействующих факторов (температура T и напряженность поля в диэлектрике E) по формулам (моделям) долговечности, связывающим функциональной зависимостью срок службы τ с T и E

[14, 36]. Так, например, если исходить из принятой для частичных разрядов (ЧР) модели, то при условии отсутствия ЧР на участках напряжения $u(t)$, где $du(t)/dt = 0$, изменение срока службы конденсатора при действии на него напряжения трапециoidalной формы с размахом U_p , частотой повторения F_n и длительностью фронтов $t_{f(c)}$ приближенно выражается соотношением [14, 36]

$$\tau = \tau_1 (U_M/U_p)^a F_1/F_n (1/2t_{f(c)})^{1-n},$$

где τ_1 — срок службы конденсатора при синусоидальном напряжении амплитудой U_M и частотой F_1 .

Из последнего соотношения, если считать, что $U_{M \text{ доп}}$ — допустимая амплитуда синусоидального напряжения для обеспечения срока службы τ_1 , можно найти допустимый размах трапециoidalного напряжения для обеспечения требуемого срока службы (долговечности) τ

$$U_{p \text{ доп}} = 2,83 U_{M \text{ доп}} \sqrt[a]{F_1 \tau_1 / F_n \tau (2t_{f(c)})^{1-n}}. \quad (3.89)$$

Выражение (3.89) применимо для случаев, когда работа конденсаторов происходит в области, где ЧР имеют интенсивность начальных. Показатели степени a и n — коэффициенты, зависящие от конструкции, типа диэлектрика температуры и ряда других факторов. Значения a и n приведены в работе [36].

В результате вычисления допустимых размахов несинусоидального напряжения по всем ограничивающим факторам (допустимому нагреву, допустимому току и необходимой долговечности) в качестве истинного значения допустимого размаха принимается минимальное из всех значений, а в результате сопоставления его с требуемым размахом уточняется габарит конденсатора.

5. МЕТОДИКА ОПТИМАЛЬНОГО ВЫБОРА КОНДЕНСАТОРА ДЛЯ КОНКРЕТНОГО РЕЖИМА

Опыт эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) показывает, что нарушение нормального функционирования радиоэлектронных устройств по причине выхода из строя конденсаторов составляет около 3 % от общего числа отказов. Более половины этих отказов явились следствием неправильного выбора конденсаторов [13]. Следовательно, обоснованные рекомендации по правильному выбору конденсаторов с учетом их электрических и тепловых нагрузок, стабильности параметров, механических, климатических и других факторов, влияющих на работоспособность конденсаторов, имеют важное значение для повышения надежности РЭА на этапе ее проектирования.

Одной из основных задач разработчиков аппаратуры является задача выбора оптимального конденсатора (минимальных габаритов и массы). При этом режим его работы с учетом разумного запаса должен быть близок к предельно допустимому. Такой критерий выгоден и в экономическом аспекте, так как имеет место экономия материалов, идущих на изготовление конденсатора, снижается стоимость аппаратуры, улучшаются ее массо-габаритные характеристики, снижается стоимость транспортировки аппаратуры.

Исходными данными для выбора конденсатора являются:

- номинальная емкость и допустимое ее отклонение при изменении условий эксплуатации;
- требуемые показатели надежности;

требуемый электрический режим — величина и форма, временные или частотные параметры воздействующих на конденсатор напряжений и токов;

климатические условия эксплуатации — диапазон рабочих температур, влажности, давления;

требуемые механические нагрузки — вибрации, удары, ускорения;

условия охлаждения;

особые условия эксплуатации.

Последовательность операций выбора:

1. **Предварительный выбор типа конденсатора** — следует начинать с анализа параметров конденсаторов, предназначенных для данной области применения. Промышленность, наряду с конденсаторами широкого применения, выпускает конденсаторы целевого назначения (для импульсных модуляторов РЭА, коммутирующие для тиристорных преобразователей, фильтровые и т. д.). Поэтому целесообразно начать выбор из числа специально выпускаемых для этой цели конденсаторов. Помимо конденсаторов целевого назначения, следует подобрать наиболее подходящие конденсаторы широкого применения, обеспечивающие максимальную удельную энергию. По основным параметрам импульсного режима (частота повторения импульсов F_n и длительность фронтов $t_{ф(с)}$), используя расчетную зависимость удельной энергии $W_{уд} = f(F_n, t_{ф(с)})$ (см. рис. 1.30), предварительно выбирают тип конденсатора (или группу конденсаторов).

В ходе этой предварительной работы необходимо иметь в виду весь комплекс исходных данных, который возможно позволит сократить число предварительно выбранных конденсаторов.

2. **Расчет потерь в конденсаторе.** Исходными данными для расчета являются:

характеристики электрического режима — размах несинусоидального напряжения, его форма, временные параметры, характер нагружения;

известные параметры эквивалентной схемы конденсатора — параметры единичных релаксаторов R_t , C_t , τ_t (для ориентировочных расчетов можно воспользоваться данными табл. 2.6);

требуемая номинальная емкость конденсатора.

Расчет мощности потерь производится в соответствии с рекомендациями гл. 2.

3. **Анализ теплового режима конденсатора** — целесообразно проводить одним из методов, описанных в § 1—3 гл. 3, учитывая их простоту и достаточную для инженерных расчетов точность. По характеру нагрузки (непрерывная, кратковременная, циклическая), рассчитанной выше мощности потерь и известном ее изменении во времени $P_n(t)$, известных тепловых параметрах конденсатора R_T и τ_T определяют основные тепловые характеристики режима $v_p(t)$, $v_n(t)$, $\theta_{\max}$, $\theta_{\min}$, $\theta_{\text{ср}}$.

4. **Определение максимально допустимого размаха импульсного напряжения.** Данные анализа теплового режима и результат расчета мощности потерь позволяет определить допустимый размах несинусоидального напряжения $U_{р. доп.}$. При правильно выбранном типоминимале $U_{р. доп.}$, рассчитанное в соответствии с рекомендациями § 4 гл. 3 должно быть близким к заданному (требуемому) размаху импульсного напряжения $U_{р. треб.}$, но не меньше, т. е. $U_{р. доп.} > U_{р. треб.}$. В противном случае расчеты следует повторить для другого типоминимала (большего габарита).

5. Проверка токовых нагрузок конденсатора — производится в соответствии с методикой, изложенной в § 4 гл. 3.

6. Проверка надежностных характеристик конденсатора (его ресурса). Проводится в соответствии с рекомендациями § 4 гл. 3.

7. Окончательный выбор конденсатора. В процессе вычислений по описанной методике может оказаться, что для конкретного режима пригодны несколько конденсаторов разных типов. В этом случае при окончательном выборе необходимо сопоставить возможные варианты по массо-габаритным характеристикам и стоимости изделий. Предпочтение отдается тому типу, для которого данные показатели минимальны.

6. МЕТОД ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ПЕРЕПАДОВ В КОНДЕНСАТОРАХ

В практике конденсаторостроения для экспериментальной оценки температуры на поверхности конденсатора и в его центре используются в основном контактные методы. Суть этих методов состоит в непосредственном измерении температуры посредством малогабаритных термопар или термисторов, помещенных как на поверхности конденсатора, так и встроенных в него. Реализация такого метода связана со следующими недостатками:

- 1) нарушается целостность конструкции конденсатора;
- 2) приклеивание термобатарей приводит к значительным погрешностям из-за отвода тепла датчиками и проводами;
- 3) встроенные термопары вносят изменения в конструкцию конденсатора и снижают его электрическую прочность;
- 4) для ряда конструкций конденсаторов, например, для объемно-пористых структур, встраивание термопар практически невозможно;
- 5) инерционность измерения, исключающая практическую целесообразность его применения, где требуется измерять мгновенные значения быстроизменяющихся температур.

В связи с этим разработан метод оценки температуры активной области конденсатора косвенным путем, используемый в полупроводниковой технике.

Измеряются температурные зависимости основных электрофизических параметров конденсатора (C , $\operatorname{tg} \delta$, $R_{\text{из}}$, $I_{\text{ут}}$, Z) и проводится их анализ с целью выявления наиболее термочувствительного из них в требуемом интервале температур. Зависимость термочувствительного параметра (ТЧП) от температуры при равномерно прогревом объема конденсатора (путем термостатирования) используется в дальнейшем в качестве градуировочной кривой.

В процессе работы конденсатора на реальную электрическую нагрузку фиксируется изменение ТЧП в зависимости от среднеповерхностной температуры и затем сравнивается с градуировочной кривой. Сравнение двух зависимостей позволяет определить среднеинтегральную температуру $T_{\text{в}}$ активной части конденсатора. Согласно результатам проведенных исследований температуры $T_{\text{в}}$ пропорциональна максимальной температуре конденсатора, т. е.

$$T_{\text{макс}} - T_0 = K (T_{\text{в}} - T_0), \quad (3.90)$$

где K — коэффициент пропорциональности, который для конденсаторов, применяемых в РЭА, не превышает 1,2.

Среднеповерхностную температуру можно измерить бесконтактным малоинерционным методом, например, путем регистрации тепло-

вого излучения инфракрасным пирометром (болометром) или одним из контактных методов.

Погрешность косвенного измерения температуры с помощью ТЧП связана с погрешностями процесса градуировки и его измерения.

Погрешность градуировки обусловлена качеством термостатирования, точностью поддержания температуры и равномерностью температурного поля термостата. Погрешность измерения ТЧП определяется погрешностью прибора, используемого для измерения, и коммутационными погрешностями. Коммутационные погрешности возникают при переключе-

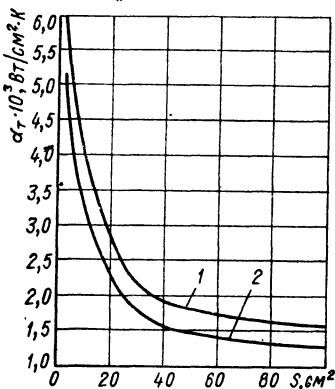


Рис. 3.12. Зависимость коэффициента теплоотдачи алюминиевых электролитических конденсаторов от площади боковой поверхности: 1 — при $\phi_n = 10^\circ\text{C}$; 2 — при $\phi_n = 30^\circ\text{C}$

ния греющего (рабочего) тока на измерительный, обусловлены возникающими при этом переходными процессами и зависят от способа коммутации.

На основании экспериментальных данных для электролитических конденсаторов построены зависимости $\alpha_T = f(S, \phi_n)$ (рис. 3.12).

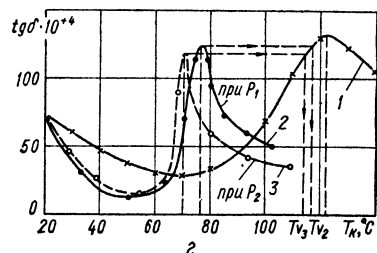
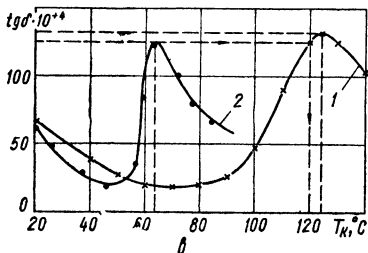
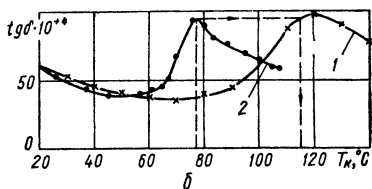
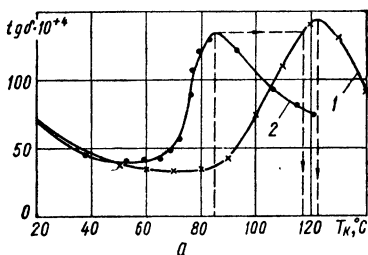


Рис. 3.13. К определению ϕ_n по зависимости $\text{tg}\delta$ от температуры конденсаторов (градуировочная (1) и рабочая (2) зависимости): а — К73-16-63В-6,8 мкФ; б — К73-16-63В-10 мкФ; в — К73-16-63В-0,47 мкФ; г — К73-16-63В-1,0 мкФ (рабочие зависимости $\text{tg}\delta$ от температуры: 2 — при P_1 , 3 — при P_2)

Как показали эксперименты для пленочных конденсаторов наиболее значительным ТЧП является $\operatorname{tg} \delta$.

При равномерном ступенчатом прогреве (ступень 10°C) всего объема конденсатора получены градуировочные зависимости $\operatorname{tg} \delta = f(T)$. Так, в частности, на рис. 1.12 показаны такие зависимости для различных номиналов конденсаторов К73-16. Кривые имеют характерный для ПЭТФ-пленки, максимум при температурах $120 \dots 125^\circ\text{C}$.

Аналогичные по характеру кривые зависимости $\operatorname{tg} \delta$ от температуры поверхности конденсаторов, находящихся под нагрузкой, показаны на рис. 3.13, а—г.

7. ВЛИЯНИЕ ПРИНУДИТЕЛЬНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ НА ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ КОНДЕНСАТОРА

При конструировании РЭА для повышения теплоотвода с активных элементов применяется их принудительное охлаждение, например, путем обдува. Находящиеся в этом же объеме пассивные элементы, в частности — конденсаторы, также подвергаются охлаждению.

Об эффективности применения принудительного теплоотвода в первую очередь можно судить по отношению наружного теплового сопротивления к полному тепловому сопротивлению конденсатора — $R_{\text{Т.н}}/R_{\text{Т}}$. Чем больше доля $R_{\text{Т.н}}$ в полном тепловом сопротивлении $R_{\text{Т}}$,

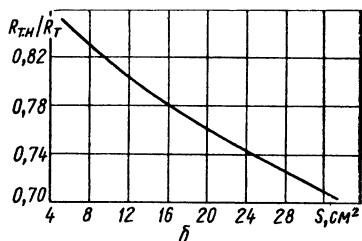
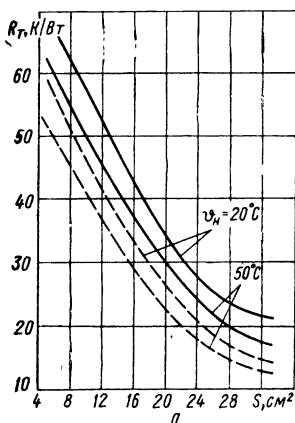


Рис. 3.14. Экспериментальные зависимости тепловых сопротивлений конденсаторов К50-24 от площади боковой поверхности для различных наружных перегревов θ_n (а) (— полное среднее тепловое сопротивление; --- наружное тепловое сопротивление); отношения наружного

теплового сопротивления к полному среднему тепловому сопротивлению (б)

конденсатора, тем эффективнее должно быть принудительное охлаждение для снижения перегрева диэлектрика. Последнее является компетенцией потребителей, так как в их распоряжении все возможности по осуществлению различных способов принудительного охлаждения.

Целесообразно разработчикам указывать в ТУ на конденсаторы величины внутренних тепловых сопротивлений $R_{\text{Т.в}}$. Потребители же, подбирая $R_{\text{Т.н}}$, исходя из конкретных условий работы конденсатора, должны добиваться того, чтобы перегрев диэлектрика не превышал допустимого значения. В этой связи были проведены исследования

тепловых режимов конденсаторов К50-24 в условиях принудительного охлаждения.

На рис. 3.14—3.15 показаны экспериментальные кривые зависимости внутренних и наружных тепловых сопротивлений и их отношение от площади боковой поверхности конденсаторов К50-24, а также от интенсивности принудительного охлаждения (скорости движения воздушного потока). Полученные значения отношений тепловых сопротивлений $R_{т.н}/R_t = 0,71 \dots 0,85$ для конденсаторов К50-24 позволили при применении принудительного охлаждения снизить R_t в 3 —

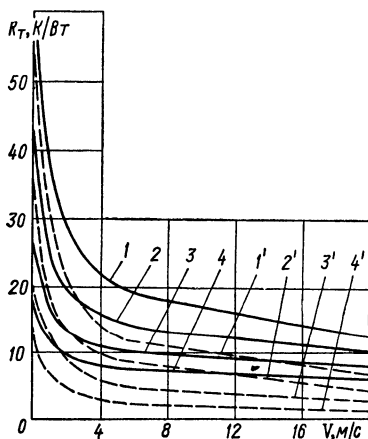


Рис. 3.15. Зависимость тепловых сопротивлений конденсаторов К50-24 от интенсивности охлаждения (скорости обдува) для различных номиналов: 6,3 В × 220 мкФ (1), 25 В × 470 мкФ (2), 160 В × 100 мкФ (3), 160 В × 220 мкФ (4). — полное среднее тепловое сопротивление; — — — наружное тепловое сопротивление

5 раз и тем самым увеличить электрическую нагрузку по напряжению в 1,7 — 2,2 раза по сравнению с естественными условиями охлаждения.

Проведенные испытания конденсаторов К50-24 в условиях принудительного охлаждения и при повышенных нагрузках (недопустимых при естественном теплоотводе) дали положительные результаты.

Режимы и результаты испытаний приведены в табл. 3.4.

3.4. Режимы и результаты испытаний конденсаторов К50-24 при принудительном охлаждении

Номинал	Режимы испытаний			Количество, шт.	Время испытаний, ч	$\Delta C/C$, %			$\lg \delta$, %	
	U_0 , В	U_M , В	f , кГц			Среднее значение	Расчетное значение с вероятностью 0,996	Среднее значение	Расчетное значение с вероятностью 0,996	
6,3 В × 220 мкФ	2	1,4	2	14	250	6,25	29,5	16,5	32,21	
40 В × 330 мкФ	6	0,5	10	10	300	1,65	10,51	10,3	19,24	
40 В × 330 мкФ	6	2,6	0,7	10	500	1,28	10,41	11,5	31,1	

Примечания: 1. Форма напряжения — синусоидальная, пульсирующая. 2. $T_0 = 20^\circ\text{C}$. 3. Скорость движения воздуха 6 м/с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

ПРОГРАММА ДЛЯ РАСЧЕТА МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ MAIN И ФРАГМЕНТ РАСПЕЧАТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА

```

C      ПРОГРАММА ДЛЯ РАСЧЕТА
C      МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В КОНДЕНСАТОРЕ
C      ПРИ ЗАДАННЫХ ЕГО ЧАСТОТНЫХ
C      ХАРАКТЕРИСТИКАХ И ФОРМЕ
C      КРИВОЙ НАПРЯЖЕНИЯ

C      NT-ЧИСЛО УЗЛОВ ЧАСТОТНЫХ
C      ХАРАКТЕРИСТИК КОНДЕНСАТОРА
C      FI(NT) - МАССИВ ЧАСТОТ
C      CI(NT) - МАССИВ ЕМКОСТИ
C      TGI(NT) - МАССИВ ТАНГЕНСА УГЛА ПОТЕРЬ
C      WORK(NT), ARG(NT), VAL(NT) -
C      -РАБОЧИЕ МАССИВЫ
C      NDIM - ЧИСЛО БЛИЗЛЕЖАЩИХ УЗЛОВ
C      ДЛЯ ИНТЕРПОЛЯЦИИ
C      EPS - АБСОЛЮТНАЯ ПОГРЕШНОСТЬ
C      ИНТЕРПОЛЯЦИИ
C      F0 - ЧАСТОТА 1-Й ГАРМОНИКИ
C      M = 2 * K - ЧИСЛО УЗЛОВ
C      КРИВОЙ НАПРЯЖЕНИЯ
C      MN M/2 - МАКСИМАЛЬНОЕ ЧИСЛО ГАРМОНИК
C      X(2 * M) - РАБОЧИЙ МАССИВ
C      FK(MN) - МАССИВ CI * TGI

COMMON PI, IKL
DIMENSION FI(13), CI(13), TGI(13),
* WORK(13), ARG(13), VAL(13),
* X(8192), FK(2048)
DATA FI/50., 100., 750., 1000.,
* 1500., 3000., 7000., 15000., 50000.,
* 200000., 700000., 1500000., 10000000./,
* CI/1., 1., 1., 1., 1., 1., 1., 1., 1., 1., 1., 1./,
* TGI/0.002, 0.004, 0.005, 0.006,
* 0.007, 0.008, 0.01, 0.012,
* 0.018, 0.021, 0.023, 0.033, 0.06/

```

```

NT = 13
PI = 3. 14159
IKL = Ø
EPS = Ø. Ø5
NDIM = 5
FØ = 5Ø.
K = 11

```

```

C      ФОРМИРОВАНИЕ И ЗАПОМИНАНИЕ
C      МАССИВОВ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

```

```

      M = 2 * * K
      MX = 2 * M
      MN = M / 2
      MNI = MN + 1
      DO 1Ø I=2, MX, 2
1Ø    X(I) = Ø.
      H = 2. * PI / M
      DO 2Ø I=1, MX, 2
      J = (I-1) / 2
2Ø    X(I) = FUN (J * H)
      DO 31 I=1, MN
      F = I * FØ
31    FK(I) = FCTG (F, NT, FI, CI, TGI,
*      WORK, ARG, VAL, NDIM, EPS)

```

```

C      БЫСТРОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ
      HT = 2. / M
      CALL FFTRAN (-1., HT, X, K)

```

```

C      СУММИРОВАНИЕ РЯДА ФУРЬЕ

```

```

      KM = K - 1
      DO 3Ø KP=1, KM
      NR = 2 * * KP
      CALL SUMF(X, FK, NR, FØ, S)
      PRINT 12, NR, S
12    FORMAT (20X, 'ЧИСЛО ГАРМОНИК', 2X, I5,
*      1ØX, 'СУММА РЯДА', 2X, 613.6)
3Ø    CONTINUE
      STOP
      END

```

```

SUBROUTINE SUMF(X, FK, NR, F, S)

```

```

C      СУММИРОВАНИЕ РЯДА ФУРЬЕ

```

```

COMMON PI
DIMENSION X(1), FK(1)
COMPLEX X
W=2.*PI*F
S=0.
NR1=NR+1
DO 1 I=2, NR1
  I1=I-1
1  S=S+REAL(X(I)*CONJG(X(I1)))*
*  I1*W*FK(I1)
  S=S/2.
  RETURN
END

FUNCTION FCTG(FT, NT, FI, CI, TGI,
* WORK, ARG, VAL, NDIM, EPS)

C  ИНТЕРПОЛЯЦИЯ ЧАСТОТНЫХ
C  ХАРАКТЕРИСТИК КОНДЕНСАТОРА

DIMENSION FI(NT), CI(NT), TGI(NT),
* WORK(NT), ARG(NT), VAL(NT)
COMMON PI, IKL

C  ПЕРЕХОД К ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ ШКАЛЕ

F=ALOG(FT)
IF(IKL) 10, 10, 100
10 CONTINUE
DO 1 I=1, NT
  FI(I)=ALOG(FI(I))
  CI(I)=ALOG(CI(I))
1  TGI(I)=ALOG(TGI(I))
100 CONTINUE

C  ИНТЕРПОЛИРОВАНИЕ ПО C И TG

IROW=NT
ICOL=1
CALL ATSG(F, FI, CI, WORK, IROW,
* ICOL, ARG, VAL, NDIM)
CALL ALI(F, ARG, VAL, CIF,
* NDIM, EPS, IER)
CALL ATSG(F, FI, TGI, WORK, IROW,
* ICOL, ARG, VAL, NDIM)

```

```
CALL ALI (F, ARG, VAL, TGF,
* NDIM, EPS, IER)
```

```
C ОБРАТНЫЙ ПЕРЕХОД
```

```
C = EXP (CIF)
TG = EXP (TGF)
FCTG = C * TG / (1. + TG * * 2)
IKL = 1
RETURN
END
```

```
FUNCTION FUN(X)
```

```
C ПРИМЕР КУСОЧНО-АНАЛИТИЧЕСКОГО
C ЗАДАНИЯ ЗАРЯД-РАЗРЯДНЫХ ЦИКЛОВ
C Т-ПЕРИОД ЦИКЛОВ
C ТЕ-ПОСТОЯННАЯ ВРЕМЕНИ ЗАРЯДА
C Т1-ДЛИТЕЛЬНОСТЬ РАЗРЯДА
C F-ЧАСТОТА РАЗРЯДНОГО ТОКА
C В-КОЭФФИЦИЕНТ ЗАТУХАНИЯ
```

```
PI = 3.14159
T1 = 19.7 E-03
TE = 6. E-03
F = 28 800.
B = 10000.
T2 = 0.3 E-03
T = T1 + T2
W = 2. * PI * F
X = X * T / (2. * PI)
IF (X - T1) 1, 1, 20
20 IF (X - T) 2, 2, 10000
1 FUN = 1. - EXP (-X / TE)
GO TO 10000
2 X = X - T1
FUN = COS (W * X) * EXP (-B * X)
10000 CONTINUE
RETURN
END
```

**ПРИМЕР РАСПЕЧАТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ
РАСЧЕТА МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ**

ЧИСЛО	ГАРМОНИК	2	СУММА	РЯДА	0.559308E-01
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	4	СУММА	РЯДА	0.982764E-01
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	8	СУММА	РЯДА	0.136203
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	16	СУММА	РЯДА	0.179933
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	32	СУММА	РЯДА	0.246153
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	64	СУММА	РЯДА	0.323853
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	128	СУММА	РЯДА	0.420038
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	256	СУММА	РЯДА	0.558628
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	512	СУММА	РЯДА	1.14530
ЧИСЛО	ГАРМОНИК	1024	СУММА	РЯДА	3.75663

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

**ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ ПОДПРОГРАММЫ — ФУНКЦИИ FUN
В СЛУЧАЕ ТАБЛИЧНОГО ЗАДАНИЯ
КРИВОЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА КОНДЕНСАТОРЕ**

FUNCTION FUN(Y)

C ПРИМЕР ТАБЛИЧНОГО ЗАДАНИЯ
C КРИВОЙ НАПРЯЖЕНИЯ

```

DIMENSION U(36), T(36)
* WORK(36), ARG(36), VAL(36)
DATA U/0., 3., 3.1, 3.2., 3.3, 3.4, 3.5,
* 4., 4.1, 4.2, 4.3, 4.4, 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9,
* 5., 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6, 5.7, 5.8, 5.9,
* 6., 6.2, 6.4, 6.8, 7.0, 7.5, 8.0, 8.5, 4.25/,
* T/0., 10., 20., 30., 40., 50.,
* 60., 70., 80., 90., 100., 110., 120.,
* 130., 140., 150., 160., 170., 180.,
* 190., 200., 210., 220., 230., 240., 250.,
* 260., 270., 280., 290., 300., 310., 320.,
* 330., 340., 350./
PI=3.14159
IROW=36
EPS=0.05
ICOL=1
NDIM=5

```

```
Y=Y/360.* (2.*PI)
CALL ATSG (Y,T,U,WORK,IROW,
* ICOL, ARG, VAL, NDIM)
CALL ALI (Y, ARG, VAL, FUN,
* NDIM, EPS, IER)
RETURN
END
```

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ануфриев Ю. А. Расчет потерь в конденсаторах, работающих в импульсном режиме // Электрон. техника. Сер. 8. Радиодетали. — 1968. — Вып. 4. — С. 33—43.
2. Ануфриев Ю. А., Мезенин О. Л. Расчет потерь энергии в коммутирующем конденсаторе тиристорного преобразователя // Электрон. техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. — 1975. — Вып. 5. — С. 9—19.
3. Ануфриев Ю. А., Гусев В. Н., Смирнов В. Ф. Эксплуатационные характеристики и надежность электрических конденсаторов. — М.: Энергия, 1976. — 224 с.
4. Бендат Дж., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов. — М.: Мир, 1974. — 464 с.
5. Борисова М. Э., Койков С. Н. Физика диэлектриков: Учеб. пособие. — Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1979. — 240 с.
6. Вопросы качества радиодеталей / Б. Ю. Геликман, Г. А. Горячева, Л. Л. Кристаллинский, В. В. Стальбовский. — М.: Сов. радио, 1980. — 328 с.
7. Гоголицын Л. З. Определение потерь в конденсаторах при импульсном режиме // Электричество. — 1957. — № 9. — С. 41—45.
8. Гураевский М. Н. Особенности применения конденсаторов в тиристорных преобразователях энергии // Электрон. техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. — 1977. — Вып. 4. — С. 17—28.
9. Гураевский М. Н., Ануфриев Ю. А. Возможный способ выравнивания температурного поля конденсатора // Электротехника. — 1983. — № 10. — С. 51—53.
10. Гураевский М. Н., Мезенин О. Л., Ануфриев Ю. А. Расчет импульсного теплового режима конденсатора // Изв. АН МССР. Сер. Физ.-техн. и мат. науки. — 1983. — № 2. — С. 28—31.
11. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. — М.: Мир, 1971. — 316 с.
12. Дульнев Г. Н., Семяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. — М.; Л.: Энергия, 1968. — 359 с.
13. Дюбоу Дж. Современные пассивные компоненты // Электроника. — 1974. — № 11. — С. 25—47.
14. Ермуратский В. В., Ермуратский П. В. Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. — М.: Энергия, 1979. — 224 с.
15. Задирака В. К. Теория вычисления преобразования Фурье. — К.: Наук. думка, 1983. — 216 с.
16. Калантаров А. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. — Л.: Энергия, 1970. — 416 с.
17. Койков С. Н., Мезенин О. Л. Анализ характеристик конденсаторов при воздействии несинусоидального напряжения // Электричество. — 1981. — № 2. — С. 32—38.
18. Койков С. Н., Болдырев В. Ф., Мезенин О. Л. Анализ зависимости потерь в конденсаторах от параметров импульсного напряжения // Электрон. техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. — 1981. — Вып. 2. — С. 9—12.
19. Конденсаторы при несинусоидальных напряжениях. — Кишинев: Штиинца, 1977. — 100 с.
20. Конотоп В. В. Определение потерь в обкладках высоковольтных конденсаторов // Изв. вузов. Энергетика. — 1969. — № 11. — С. 19—22.

21. Конотоп В. В. Основы проектирования высоковольтных импульсных устройств. — Х.: Харьк. политехн. ин-т. — 1973. — Ч.1. — 142 с.
22. Кузьмин М. П. Электрическое моделирование нестационарных процессов теплообмена. — М.: Энергия, 1974. — 416 с.
23. Кучинский Г. С. Высоковольтные импульсные конденсаторы. — Л.: Энергия, 1973. — 175 с.
24. Мезенин О. Л. Метод расчета потерь в конденсаторах, работающих в кратковременных импульсных режимах. — Л., 1982. — 8 с. — Деп. в ЦНИИ «Электроника» 11.11.82, № Р-3522-82.
25. Мезенин О. Л. Расчет потерь энергии в конденсаторе при импульсном воздействии //Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. — 1979. — Т. 2. № 12. — С. 85-87.
26. Мезенин О. Л., Глинских Ю. С., Сидоров В. К. Метод анализа теплового режима конденсатора //Электрон. техника. Сер. 5. Радиодетали и радиокомпоненты. — 1980. — Вып. 3. — С. 12-14.
27. Мезенин О. Л., Глинских Ю. С., Сидоров В. К. Тепловой расчет конденсатора в повторно-кратковременном импульсном режиме //Диэлектрики и полупроводники. — 1983. — Вып. 23. — С. 54-61.
28. Методы расчета мощности потерь в конденсаторах типа МБГЧ при несинусоидальном напряжении /В. П. Берзан, М. Н. Гураевский, В. В. Ермуратский и др. //Электротехника. — 1974. — №9. — С. 46 — 49.
29. Накопление и коммутация энергии больших плотностей /Под ред. У. Бостика, В. Нарги, О. Цукера. — М.: Мир, 1979. — 474 с.
30. Нейман Л. Р., Калантаров П. Л. Теоретические основы электротехники. — М.: Госэнергоиздат, 1954. — Т. 3. — 444 с.
31. Основы теории цепей /Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. — М.: Энергия, 1975. — 751 с.
32. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. — М.: Мир, 1982. — 428 с.
33. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. — 3-е изд., перераб. — Л.: Энергия, 1969. — 592 с.
34. Роткоп Л. Л., Спокойный Ю. Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании РЭА. — М.: Сов. радио, 1979. — 230 с.
35. Силовые электрические конденсаторы /Г. С. Кучинский, Н. И. Назаров, Г. Т. Назарова, И. Ф. Переселенцев. — М.: Энергия, 1975. — 248 с.
36. Справочник по электрическим конденсаторам: Общие сведения выбор и применение /В. П. Берзан, Б. Ю. Геликман, М. Н. Гураевский и др. — Кишинев: Штиинца, 1982. — 311 с.
37. Теория диэлектриков /Н. П. Богородицкий, Ю. М. Волокобинский, А. А. Воробьев, Б. М. Тареев. — М.; Л.: Энергия, 1965. — 344 с.
38. Техника больших импульсных токов и магнитных полей /П. Н. Дашук, Ф. Л. Зайонц, В. С. Камельков и др. — М.: Атомиздат, 1970. — 472 с.
39. Фрейманис У. А. К тепловому расчету бумагомасляного конденсатора/ Ученые записки Рижск. политехн. ин-та. — 1965. — Т. 14, вып. 5. — С. 269-276.
40. Хемминг Р. В. Численные методы. — М.: Наука, 1972. — 400 с.
41. Чагинян Ю. С. Определение перегревов силовых конденсаторов /Изв. вузов. Энергетика. — 1976. — № 9. — С. 37-41.
42. Чиженко И. М., Бердинских Г. С. Зарядные устройства емкостных накопителей энергии. — К.: Наук. думка, 1980. — 150 с.

	Стр.
Предисловие	3
Список принятых обозначений	5
Глава 1. Режимы работы и общие характеристики конденсаторов	6
1. Классификация электрических и тепловых режимов конденсаторов	6
2. Основные критерии работоспособности конденсаторов и регламентация допустимых электрических и тепловых нагрузок	14
3. Основные типы конденсаторов и их характеристики	15
4. Удельные динамические характеристики и их роль при выборе конденсаторов	38
5. Тепловые параметры и характеристики конденсаторов	41
Тепловая модель и электротепловая аналогия	41
Тепловые сопротивления и тепловые постоянные времени конденсаторов	44
Глава 2. Расчет мощности потерь в конденсаторах при несинусоидальных напряжениях	58
1. Расчет мощности потерь методом суммирования рядов Фурье	58
Аналитические методы спектрального анализа	59
Численные методы спектрального анализа	64
Частотные характеристики конденсаторов	66
Выбор расчетного числа членов ряда	67
Последовательность расчета мощности потерь	69
2. Расчет мощности потерь с применением аналитических методов	70
Метод расчета с использованием переходной функции конденсатора	71
Метод на основе интегрирования дифференциального уравнения модели релаксатора	74
Метод с использованием операционного исчисления	75
3. Расчет потерь в высоковольтных импульсных конденсаторах	93
Потери в диэлектрике импульсного конденсатора при зарядке и разрядке	97
Потери в электродах и выводах импульсного конденсатора	99
4. Расчет мощности потерь в переходном процессе	101
Расчет мощности потерь в конденсаторе в кратковременном импульсном режиме	101
Расчет мощности потерь в повторно-кратковременном импульсном режиме	110
5. Определение параметров эквивалентной схемы конденсатора	112
Глава 3. Расчет теплового режима конденсатора	116
1. Расчет теплового режима конденсатора при непрерывной нагрузке	116
2. Расчет теплового режима конденсатора в установившемся повторно-кратковременном режиме	118
3. Расчет неустановившегося теплового режима	133
4. Методика определения допустимых нагрузок конденсатора	136
Определение допустимого размаха напряжения по допустимому нагреву конденсатора	136
Определение допустимого размаха напряжения по допустимому току через конденсатор	143

Определение допустимого размаха напряжения по требуемой долговечности конденсатора	152
5. Методика оптимального выбора конденсатора для конкретного режима	153
6. Метод экспериментальной оценки температурных перепадов в конденсаторах	155
7. Влияние принудительного охлаждения на тепловой режим конденсатора	157
Приложение 1. Программа для расчета мощности потерь MAIN и фрагмент распечатки результатов расчета	159
Приложение 2. Пример реализации подпрограммы — функции FUN в случае табличного задания кривой напряжения на конденсаторе	163
Список литературы	165

Справочное издание

Олег Леонидович Мезенин, канд. техн. наук
Михаил Никодимович Гураевский, канд. техн. наук
Владлен Викторович Конотоп, канд. техн. наук
Борис Григорьевич Набока, канд. техн. наук

Справочник по расчету режимов работы электрических конденсаторов

Под редакцией канд. техн. наук *О. Л. Мезенина*

Редакторы *Л. О. Полянская, М. Р. Некрасова*
 Оформление художника *Л. А. Дикарева*
 Художественный редактор *В. С. Шапошников*
 Технический редактор *С. В. Иванус*
 Корректор *Л. В. Ляшенко*

Информ. бланк № 3207

Сдано в набор 21.09.86, Подписано в печать 13.03.87. БФ 31316. Формат 84×108/32.
 Бумага типогр. № 3, Гарн. лит. Печ. выс. Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отт. 9,14.
 Уч.-изд. л. 10,29. Тираж 20000 экз. Зак. 6-398. Цена 55 к.
 Издательство «Техніка», 252601, Киев, 1, Крещатик, 5.
 Книжная фабрика им. М. В. Фрунзе, 310057, Харьков-57,
 ул. Донец-Захаржевского, 6/8.

